Tempus

FLORIN IONESCU
DAN FLORICĂU
SMARANDA NIŢU
JEAN - PAUL SIX
PHILIPPE DELARUE
CRISTIAN BOGUŞ

ELECTRONICĂ DE PUTERE

Convertoare statice

EDITURA Tehnică

CUPRINS

1

GENERALITĂŢI ASUPRA CONVERTOARELOR STATICE DE PUTERE

1.1 Definiţii. Clasificare. Loc

Convertoarele statice de putere sunt echipamente statice complexe intercalate între sursa de energie şi receptor, având rolul de a modifica parametrii energiei furnizate de sursă (valoare, formă, frecvenţă a tensiunii) ţinând cont de cerinţele impuse de receptor.

Convertoarele pot fi de asemenea montate între două surse de energie pentru a face posibilă funcţionarea simultană a acestora. Convertorul static are rol de receptor din punct de vedere al sursei de energie şi rol de sursă de energie din punct de vedere al sarcinii.

Partea de putere a convertorului este realizată cu dispozitive semiconductoare de putere comandabile (tiristoare, tranzistoare) şi/sau necomandabile (diode). Aceste dispozitive, funcţionând în regim de comutaţie, au rolul unor întreruptoare, deci rezultă un regim permanent format dintr-o succesiune periodică de regimuri tranzitorii.

Închiderea şi deschiderea succesivă a acestor întreruptoare se face după o logică impusă de principiul de funcţionare a convertorului. Această logică este asigurată de schema electronică de comandă. Toate convertoarele conţin deci o parte de putere (forţă) şi o parte de comandă.

Convertoarele asigură conversia unor cantităţi importante de energie. Aceasta impune ca, principalul lor criteriu de dimensionare să fie randamentul. Acest fapt determină diferenţe între electronica de putere şi electronica de semnal, unde scopul principal este obţinerea unui semnal de ieşire fidel.

Clasificarea convertoarelor statice de putere se poate face, în principal, după două criterii:

1) tipul mărimii electrice la intrarea şi la ieşirea convertorului;
2) tipul de comutaţie.

După primul criteriu se disting:

– *redresoarele* - sunt convertoare alternativ-continuu.

  Fluxul de energie este orientat de la partea de curent alternativ la partea de curent continuu.

– *variatoarele de tensiune alternativă* - sunt convertoare alternativ-alternativ.

  Fluxul de energie este orientat de la partea de curent alternativ a intrării spre partea de curent alternativ a ieşirii. Frecvenţa tensiunii de ieşire este aceeaşi cu cea a tensiunii de intrare, dar valoarea sa efectivă poate fi modificată.

– *cicloconvertoarele* - sunt convertoare alternativ-alternativ.

  Fluxul de energie este orientat de la partea de curent alternativ a intrării la partea de curent alternativ a ieşirii, dar frecvenţa tensiunii de ieşire poate fi modificată în raport cu cea a tensiunii de intrare, ca şi valoarea sa efectivă.

– *chopperele* - sunt convertoare continuu-continuu.

  Fluxul de energie este orientat dinspre partea de curent continuu de intrare spre partea de curent continuu de ieşire. Tensiunea de ieşire este reglabilă.

– *invertoarele autonome* - sunt convertoare continuu-alternativ.

  Fluxul de energie se transmite de la partea de curent continuu la partea de curent alternativ. La ieşire găsim una sau mai multe tensiuni alternative reglabile ca valoarea efectivă şi ca frecvenţă.

Fig. 1.1 arată aceste conversii ale energiei. Săgeţile indică fluxul de energie.

În plus, conversia continuu-continuu şi conversia alternativ-alternativ sunt posibile cu ajutorul convertoarelor cu o structură mai complexă, numite "cu fază intermediară de conversie".

În acest caz:

– convertorul continuu-continuu conţine un invertor autonom, un circuit intermediar de tensiune alternativă şi un redresor;
– convertorul alternativ-alternativ conţine un redresor, un circuit intermediar de tensiune sau de curent continuu şi un invertor autonom.

După al doilea criteriu distingem:

– convertoare cu comutaţie naturală;
– convertoare cu comutaţie comandată.

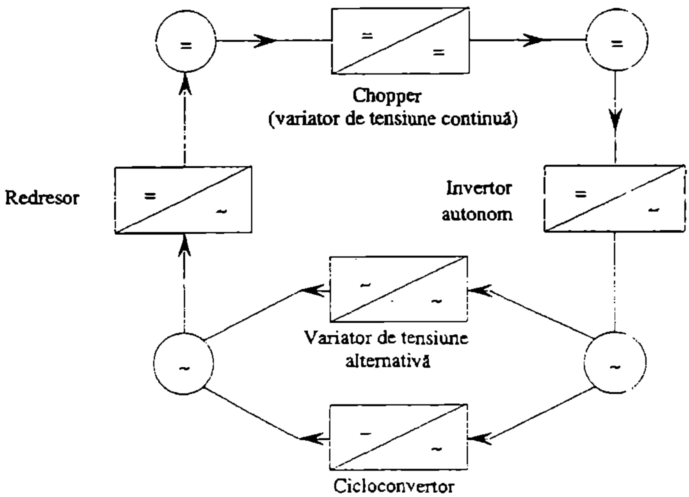


Fig. 1.1 Posibilitățile de conversie a energiei electrice prin intermediul convertoarelor statice de putere.

Prin *comutație* se înțelege trecerea succesivă a curentului de la o cale de curent la altă cale de curent a părții de putere.

Prin definiție, *o cale de curent* conține un singur întreruptor (un singur dispozitiv conductor de putere). Pentru comutarea între starea închis și deschis, un întreruptor trebuie să aibă aplicată la bornele sale o tensiune convenabilă. Această tensiune este numită "tensiune de comutație". Dacă această tensiune este disponibilă în cadrul părții de putere se spune că avem un convertor cu comutație "naturală"; dacă nu, ea treabuie creată și aplicată la momente determinate de timp. În acest caz avem o comutație "comandată".

Pentru tiristoarele normale, comutația comandată se numește "forțată" deoarece blocarea unui asemenea dispozitiv se face prin intermediul unui circuit auxiliar de blocaj; el este pus în funcțiune într-un moment convenabil de către circuitul de comandă.

Redresoarele, variatoarele de tensiune alternativă și cicloconvertoarele sunt convertoare cu comutație "naturală", deoarece tensiunea de comutație se găsește în partea de forță creată de rețeaua alternativă. Blocajul tiristoarelor sau diodelor în convertoarele cu comutație naturală se face la trecerea naturală prin zero a curentului care le străbate.

Chopperele și invertoarele autonome sunt convertoare cu comutație "comandată".

Aplicațiile convertoarelor statice de putere aparțin preponderent mediului industrial deoarece ele permit receptoarelor să primească energie sub forma cea mai convenabilă, deci să funcționeze cu randament optim. În stadiul actual, mai mult de 60% din energia produsă este vehiculată de convertoarele statice și procentul va crește sensibil către anii 2000.

Cercetările asupra dezvoltării convertoarelor se fac practic în două direcții:

- creșterea puterii pe unitate de volum;
- micșorarea gabaritelor și a costurilor.

Progresele tehnicii bazate pe convertoare statice de putere sunt legate de progresele industriei dispozitivelor semiconductoare de putere, care a reușit în ultimii ani să producă dispozitive având caracteristici nominale și fiabilitate din ce în ce mai ridicate.

Convertoarele statice joacă un rol primordial în acționările electrice utilizate în toate domeniile tehnicii și în principal în domeniile tracțiunii electrice și mașinilor-unellte.

Convertoarele statice sunt utilizate peste tot. Se folosesc în industria chimică (electroliză, galvanizare), metalurgică (siderurgie), mecanică (sudură), etc. și de asemenea în mașini-unelte, aparate electrocasnice (reglajul vitezei cu variatoare de tensiune alternativă).

1.2 Caracterizarea formelor de undă nesinusoidale

Mărimile de ieșire și de intrare ale convertoarelor sunt adesea nesinusoidale.

Fie $x(t)$ o astfel de funcție nesinusoidală, dar periodică, $x(t) = x(t+T)$. Pentru a o caracteriza se utilizează:

a) valoarea medie $\overline{X}$ (notată de asemenea X_{AV}, X_{med}, x_{med})

$$\overline{X} = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)\mathrm{d}t \tag{1.1}$$

b) valoarea efectivă X (notată de asemenea X_{RMS}):

$$X = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T x^2(t)\mathrm{d}t} \tag{1.2}$$

c) valoarea efectivă a componentelor alternative :

$$X_{\sim} = \sqrt{X^2 - \overline{X}^2} \tag{1.3}$$

d) valoarea medie redresată $\left|\overline{X}\right|$:

$$\left|\overline{X}\right| = \frac{1}{T}\int_0^T \left|x(t)\right|\mathrm{d}t \tag{1.4}$$

e) dezvoltarea în serie Fourier:

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty}\left(a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t\right) \tag{1.5}$$

cu $\omega = \dfrac{2\pi}{T}$, pulsația corespunzătoare

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)\mathrm{d}t = \overline{X}$$

$$a_k = \frac{2}{T}\int_0^T x(t)\cos k\omega t\mathrm{d}t \tag{1.6}$$

$$b_k = \frac{2}{T}\int_0^T x(t)\sin k\omega t dt$$

Ținând cont de simetria funcției $x(t)$, calculul coeficienților se simplifică.

f) factorul de formă f_F (notat de asemenea F):

$$f_F = \frac{X}{\overline{X}} \tag{1.7}$$

g) factorul de modulație f_M (notat de asemenea W):

$$f_M = \frac{X_{\sim}}{\overline{X}} = \frac{\sqrt{X^2 - \overline{X}^2}}{\overline{X}} = \sqrt{\left(\frac{X}{\overline{X}}\right)^2 - 1} = \sqrt{f_F^2 - 1} \tag{1.8}$$

h) conținutul în fundamentală f_f:

$$f_f = \frac{X_1}{X} \tag{1.9}$$

unde X_1 este valoarea efectivă a fundamentalei.

i) reziduul deformant X_{rd}:

$$X_{rd} = \sqrt{X^2 - X_1^2} \tag{1.10}$$

j) factorul de distorsiune f_D:

$$f_D = \frac{X_{rd}}{X} = \sqrt{1 - \left(\frac{X_1}{X}\right)^2} = \sqrt{1 - \left(f_f\right)^2} \tag{1.11.a}$$

k) factorul de formă modificat:

$$f_{FM} = \frac{X}{\left|\overline{X}\right|} \tag{1.11.b}$$

l) factorul de ondulație:

$$K_0 = \frac{x_{max} - x_{min}}{2\overline{X}} \tag{1.12}$$

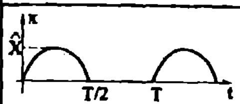
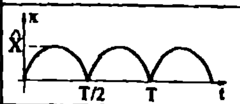
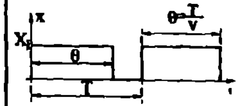
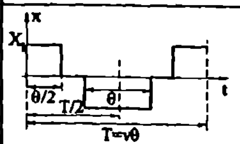
unde x_{max} și x_{min} sunt valorile extreme ale funcției $x(t)$.

În tabelul 1.1 sunt date principalele caracteristici definite mai sus pentru formele de undă uzuale întâlnite în partea de putere a convertoarelor.

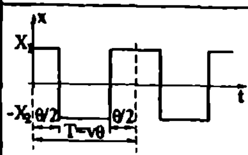
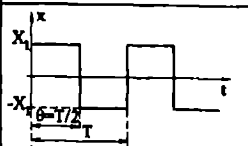
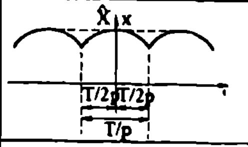
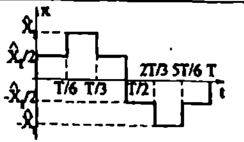
Exemplu. Calculul caracteristicilor pentru forma de undă nr. 3 din tabelul 1.1.

O astfel de formă de undă este cea a curentului într-o cale de curent care conține o diodă sau un tiristor și aparține unui convertor a cărui sarcină prezintă un caracter inductiv important ($L\omega \to \infty$).

Tabelul 1.1 Caracteristicile formelor de undă nesinusoidale

Nr	Forma de undă	Ecuația	$\overline{X}$	X	$x(t)$	$X_{\sim}$	f_F	f_M
1		$x(t)=\begin{cases}\hat{X}\sin\omega t, & t\in\left[0,\frac{T}{2}\right]\\ 0, & t\in\left[\frac{T}{2},T\right]\end{cases}$	$\frac{\hat{X}}{\pi}$	$\frac{\hat{X}}{2}$	$\frac{\hat{X}}{\pi}+\frac{\hat{X}}{2}\sin\omega t+\frac{2\hat{X}}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\cos 2k\omega t}{1-4k^2}$	$0,3855\hat{X}$	1,57	1,21
2		$x(t)=\hat{X}\lvert\sin\omega t\rvert$	$\frac{2\hat{X}}{\pi}$	$\frac{\hat{X}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2\hat{X}}{\pi}+\frac{4\hat{X}}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\cos 2k\omega t}{1-4k^2}$	$0,30775\hat{X}$	1,11	0,482
3		$x(t)=\begin{cases}X_1 & ;t\in\left[0,\frac{T}{\nu}\right]\\ 0 & ;t\in\left[\frac{T}{\nu},T\right]\end{cases}$	$\frac{X_1}{\nu}$	$\frac{X_1}{\sqrt{\nu}}$	$\frac{X_1}{\nu}+\frac{2X_1}{\nu}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{k\pi}{\nu}}{\frac{k\pi}{\nu}}\cos k\omega t$	$\frac{X_1}{\nu}\sqrt{\nu-1}$	$\sqrt{\nu}$	$\sqrt{\nu-1}$
4		$x(t)=\begin{cases}X_1 & ;t\in\left[0,\frac{\theta}{2}\right]\\ 0 & ;t\in\left[\frac{\theta}{2},\frac{T}{2}-\frac{\theta}{2}\right]\\ -X_1 & ;t\in\left[\frac{T}{2}-\frac{\theta}{2},\frac{T}{2}+\frac{\theta}{2}\right]\\ 0 & ;t\in\left[\frac{T}{2}+\frac{\theta}{2},T-\frac{\theta}{2}\right]\\ X_1 & ;t\in\left[T-\frac{\theta}{2},T\right]\end{cases}$	0	$X_1\sqrt{\frac{2\theta}{T}}$	$\frac{4X_1}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{(2k-1)\pi}{\nu}}{2k-1}\cos(2k-1)\omega t$	$X_1\sqrt{\frac{2\theta}{T}}$	-	-

Tabelul 1.1 (continuare)

Nr	Forma de undă	Ecuația	$\overline{X}$	X	$x(t)$	$X_{\sim}$	f_F	f_M
5		$x(t)=\begin{cases} X_1 & ;t\in\left(0,\frac{\theta}{2}\right) \\ X_2 & ;t\in\left(\frac{\theta}{2},T-\frac{\theta}{2}\right) \\ X_1 & ;t\in\left(T-\frac{\theta}{2},T\right)\end{cases}$	$\frac{X_1-X_2}{\nu}+X_2$	$\sqrt{\frac{X_1^2-X_2^2}{\nu}+X_2^2}$	$\frac{X_1-X_2}{\nu}+X_2+\frac{2(X_1-X_2)}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{k\pi}{\nu}}{k}\cos k\omega t$	$\frac{X_1-X_2}{\nu}\sqrt{\nu-1}$	$\frac{\sqrt{\frac{X_1^2-X_2^2}{\nu}+X_2^2}}{\frac{X_1-X_2}{\nu}+X_2}$	$\sqrt{f_F^2-1}$
6		$x(t)=\begin{cases} X_1 & ;t\in\left(0,\frac{T}{2}\right) \\ -X_1 & ;t\in\left(\frac{T}{2},T\right)\end{cases}$	0	X_1	$\frac{4X_1}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin(2k-1)\omega t}{2k-1}$	X_1	-	-
7		$x(t)=\hat{X}\cos\omega t;$ $t\in\left[-\frac{T}{2p}+\frac{kT}{p},\frac{T}{2p}+\frac{kT}{p}\right]$ $k=0,1,2\ldots$	$\hat{X}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}$	$\hat{X}\sqrt{\frac{1}{2}+\frac{p}{4\pi}\sin\frac{2\pi}{p}}$	$\hat{X}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}\left(1+2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\cos k\pi\cos kp\omega t}{1-k^2p^2}\right)$	$\sqrt{X^2-\overline{X}^2}$	$\frac{X}{\overline{X}}$	$\frac{X_{\sim}}{\overline{X}}$
8		$x(t)=\begin{cases} \frac{\hat{X}_1}{2};t\in\left(0,\frac{T}{6}\right)\cup\left(\frac{T}{3},\frac{T}{2}\right) \\ X_1;t\in\left(\frac{T}{6},\frac{T}{3}\right) \\ -\frac{\hat{X}_1}{2};t\in\left(\frac{T}{2},\frac{2T}{3}\right)\cup\left(\frac{5T}{6},T\right) \\ -X_1;t\in\left(\frac{2T}{3},\frac{5T}{6}\right)\end{cases}$	0	$\frac{\hat{X}_1}{\sqrt{2}}$	$\frac{3}{\pi}\hat{X}_1\left(\sin\omega t+\frac{1}{5}\sin 5\omega t+\frac{1}{7}\sin 7\omega t+\right.$ $\left.+\frac{1}{11}\sin 11\omega t+\frac{1}{13}\sin 13\omega t+\ldots\right.$	$\frac{X_1}{\sqrt{2}}$	-	-

Expresia curentului este:

$$
\begin{cases} X_1 & ; \quad t\in\left[0,\dfrac{T}{\nu}\right] \\ 0 & ; \quad t\in\left[\dfrac{T}{\nu},T\right] \end{cases} \tag{1.13}
$$

a) Valoarea medie:

$$
\overline{X}=\frac{1}{T}\int_0^T x(t)\mathrm{d}t=\frac{1}{T}\int_0^{T/\nu}X_1\mathrm{d}t=\frac{X_1}{T}\cdot\frac{T}{\nu}=\frac{X_1}{\nu} \tag{1.14}
$$

b) Valoarea efectivă:

$$
X=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T x^2(t)\mathrm{d}t}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{T/\nu}X_1^2\mathrm{d}t}=\sqrt{\frac{X_1^2}{T}\cdot\frac{T}{\nu}}=\frac{X_1}{\sqrt{\nu}} \tag{1.15}
$$

c) Valoarea efectivă a componentelor alternative:

$$
X_{\sim}=\sqrt{X^2-\overline{X}^2}=\sqrt{\frac{X_1^2}{\nu}-\frac{X_1^2}{\nu^2}}=\frac{X_1}{\nu}\sqrt{\nu-1} \tag{1.16}
$$

d) Valoarea redresată medie:

$$
\left|\overline{X}\right|=\overline{X} \tag{1.17}
$$

deoarece funcția $x(t)$ este pozitivă

e) Dezvoltarea în serie Fourier: pentru a putea considera funcția $x(t)$ ca fiind pară, se alege originea timpului ca în fig. 1.2.

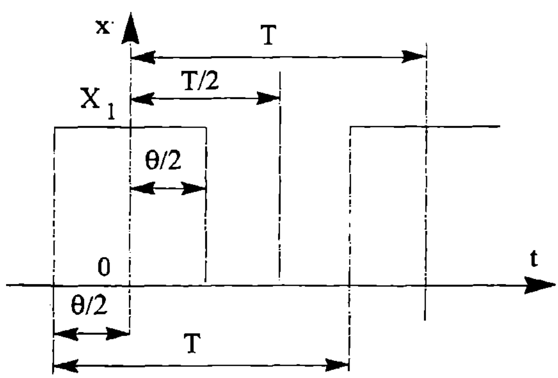


Fig. 1.2 Alegerea originii.

deci:
$$x(t)=\begin{cases} X_1 & ;0\le t<\dfrac{\theta}{2} \\ 0 & ;\dfrac{\theta}{2}\le t<T-\dfrac{\theta}{2} \\ X_1 & ;T-\dfrac{\theta}{2}\le t\le T \end{cases}$$

Dezvoltarea în serie Fourier va fi:

$$x(t)=a_0+\sum_{k=1}^{\infty}a_k\cos k\omega t \tag{1.18}$$

cu:

$$a_0=\frac{2}{T}\int_0^{T/2}X_1\mathrm{d}t=\frac{2}{T}\int_0^{\theta/2}X_1\mathrm{d}t=X_1\frac{\theta}{T}=\frac{X_1}{\nu} \tag{1.18.a}$$

$$a_k=\frac{4}{T}\int_0^{\theta/2}X_1\cos k\omega t\mathrm{d}t=\frac{4}{T}X_1\frac{1}{k\omega}\sin k\omega t\Big|_0^{\frac{\theta}{2}}=\frac{2X_1}{k\pi}\sin\frac{k\pi}{\nu} \tag{1.18.b}$$

Cu relațiile (1.18.a) și (1.18.b), relația (1.18) devine:

$$x(t)=\frac{X_1}{\nu}+\sum_{k=1}^{\infty}\frac{2X_1}{k\pi}\sin\frac{k\pi}{\nu}\cos k\omega t=\frac{X_1}{\nu}+\frac{2X_1}{\nu}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{k\pi}{\nu}}{\frac{k\pi}{\nu}}\cos k\omega t \tag{1.19}$$

f) Factorul de formă:

$$f_F=\frac{X}{\overline{\overline{X}}}=\frac{X_1/\sqrt{\nu}}{X_1/\nu}=\sqrt{\nu} \tag{1.20}$$

g) Factorul de modulație:

$$f_M=\frac{X_{-}}{\overline{\overline{X}}}=\frac{\frac{X_1}{\nu}\sqrt{\nu-1}}{\frac{X_1}{\nu}}=\sqrt{\nu-1} \tag{1.21}$$

h) Conținutul în fundamentală:

$$f_f=\frac{X_{a1}}{X}=\frac{\frac{\sqrt{2}X_1}{\nu}}{\frac{X_1}{\sqrt{\nu}}}=\sqrt{\frac{2}{\nu}} \tag{1.22}$$

unde X_{a1} este valoarea efectivă a fundamentalei.

i) Reziduul deformant:

$$X_{rd} = \sqrt{X^2 - X_{a1}^2} = \sqrt{\frac{X_1^2}{\nu} - \frac{2X_1^2}{\nu^2}} = \frac{X_1}{\nu}\sqrt{\nu - 2} \tag{1.23}$$

j) Factorul de distorsiune:

$$f_D = \frac{X_{rd}}{X} = \frac{\frac{X_1}{\nu}\sqrt{\nu-2}}{\frac{X_1}{\sqrt{\nu}}} = \sqrt{\frac{\nu-2}{\nu}} \tag{1.24}$$

k) Factorul de formă modificat:

$$f_{FM} = \frac{\frac{X_1}{\sqrt{\nu}}}{\frac{X_1}{\nu}} = \sqrt{\nu} = f_F \tag{1.25}$$

l) Factorul de ondulaţie:

$$k_0 = \frac{X_1 - 0}{2\frac{X_1}{\nu}} = \frac{\nu}{2} \tag{1.25.a}$$

1.3 Puterea în regim sinusoidal

Fie o tensiune sinusoidală la bornele unui receptor:

$$u = \hat{U}\cos(\omega t + \varphi_u) \tag{1.26}$$

cu $\hat{U}$ valoarea de vârf $\hat{U} = U\sqrt{2}$ (U-valoarea efectivă; φ_u-defazajul), şi curentul care îl parcurge:

$$i = \hat{I}\cos(\omega t + \varphi_i) \tag{1.27}$$

cu $\hat{I}$ valoarea de vârf $\hat{I} = I\sqrt{2}$ (I-valoarea efectivă, φ_i-defazajul)

Defazajul tensiune-curent este:

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i \tag{1.28}$$

Puterea instantanee va fi:

$$\begin{aligned} p &= ui = 2UI\cos(\omega t + \varphi_u)\cos(\omega t + \varphi_i) = UI\cos\varphi + UI\cos(2\omega t + \varphi_u + \varphi_i) \\ p &= P + S\cos(2\omega t + \varphi_u + \varphi_i) \end{aligned} \tag{1.29}$$

Relaţia (1.29) arată că puterea instantanee oscilează cu o frecvenţă dublă în raport cu tensiunea de alimentare, în jurul valorii medii P (fig. 1.3), care reprezintă *puterea activă*:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T ui\mathrm{d}t = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} ui\mathrm{d}(\omega t) = UI\cos\varphi \tag{1.30}$$

Numim *putere aparentă* produsul:

$$S = UI \tag{1.31}$$

deci amplitudinea oscilațiilor puterii instantanee p este egală cu S și:

$$P = S\cos\varphi \tag{1.32}$$

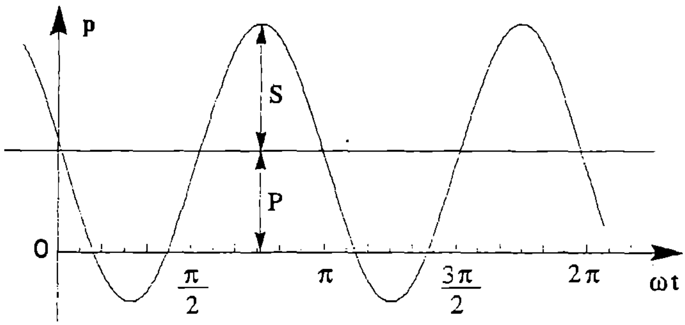


Fig. 1.3 Puterea instantanee.

Dacă în relația (1.29) se înlocuiește φ_u cu $\varphi + \varphi_i$, rezultă:

$$\begin{aligned} p &= P + UI\cos(\varphi + 2\omega t + 2\varphi_i) = P + UI\cos\varphi\cos(2\omega t + 2\varphi_i) - UI\sin\varphi\sin(2\omega t + 2\varphi_i) \\ p &= P\left[1 + \cos(2\omega t + 2\varphi_i)\right] - Q\sin(2\omega t + 2\varphi_i) \end{aligned} \tag{1.33}$$

unde:

$$Q = UI\sin\varphi = S\sin\varphi \tag{1.34}$$

Q este numită *putere reactivă.*

Reprezentarea grafică a relației (1.33) este dată în fig. 1.4.

Ținând cont de faptul că:

$$\sin^2\varphi + \cos^2\varphi = 1,$$

cu ajutorul relațiilor (1.32) și (1.34) se obține:

$$\frac{Q^2}{S^2} + \frac{P^2}{S^2} = 1 \quad \Rightarrow \quad Q^2 + P^2 = S^2 \tag{1.35}$$

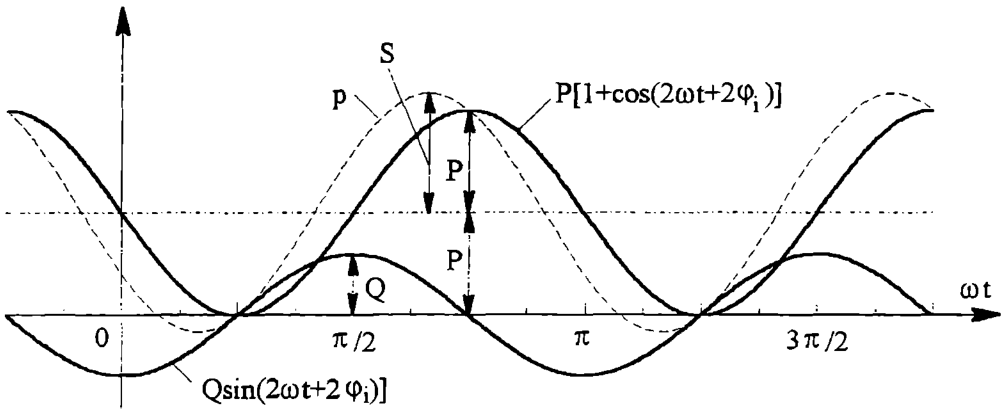


Fig. 1.4 Puterile în regim sinusoidal.

1.4 Puteri în regim nesinusiodal

Dacă $u(t)$ și $i(t)$ sunt mărimi periodice nesinusoidale

$$u(t)=\sum_{k=0}^{\infty}\hat{U}_k\cos k\omega t;\ i(t)=\sum_{k=0}^{\infty}\hat{I}_k\cos(k\omega t+\varphi_k)\ \text{cu}\ \varphi_0=0 \tag{1.36}$$

valorile lor efective:

$$U=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)\mathrm{d}t}=\sqrt{U_0^2+U_1^2+\dots U_n^2+\dots} \tag{1.37}$$

$$I=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)\mathrm{d}t}=\sqrt{I_0^2+I_1^2+\dots I_n^2+\dots} \tag{1.38}$$

sunt date de rădăcina pătrată a sumei pătratelor valorilor efective ale armonicilor (frecvență zero = componentă de c.c. inclusă).

Valorile lor medii sunt:

$$\overline{U}=U_0\ \text{și}\ \overline{I}=I_0 \tag{1.39}$$

și valorile efective ale componentelor alternative vor fi:

$$U_{\sim}=\sqrt{U_1^2+U_2^2+\dots U_n^2+\dots};\ I_{\sim}=\sqrt{I_1^2+I_2^2+\dots I_n^2+\dots} \tag{1.40}$$

Puterea aparentă este definită ca produsul valorilor efective:

$$S = UI \tag{1.41}$$

iar puterea activă prin:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)i(t)\mathrm{d}t = \hat{U}_0\hat{I}_0 + \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{\infty}\hat{U}_k\hat{I}_k\cos\varphi_k = \hat{U}_0\hat{I}_0 + \sum_{k=1}^{\infty}U_k I_k\cos\varphi_k \tag{1.42}$$

Ea nu va fi creată decât de armonicile de tensiune şi de curent de acelaşi ordin (aceeaşi frecvenţă, frecvenţa zero inclusă).

Factorul de putere f_P este dat de raportul:

$$f_P = \frac{P}{S} < 1 \tag{1.43}$$

El este mai mic decât unitatea din cauza diferenţei dintre forma undelor de curent şi de tensiune şi defazajului dintre aceste unde.

Exemplu. Se consideră:

$$u(t) = \hat{U}_1\cos\omega t + \hat{U}_3\cos 3\omega t;\; i(t) = \hat{I}_1\cos(\omega t + \varphi_1) + \hat{I}_3\cos(3\omega t + \varphi_3)$$

Cu relaţiile (1.37), (1.38) şi (1.42) rezultă:

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_3^2};\; I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2}$$

$$P = U_1 I_1\cos\varphi_1 + U_3 I_3\cos\varphi_3$$

Dacă:

$$U_3 = 0,6U_1;\; I_3 = 0,4I_1$$

şi:

$$\varphi_1 = \varphi_3 = 0$$

se va obţine:

$$P = U_1 I_1\cos 0 + 0,6U_1\cdot 0,4I_1\cos 0 = U_1 I_1 + 0,24U_1 I_1 = 1,24U_1 I_1$$

$$U = \sqrt{U_1^2 + (0,6U_1)^2} = U_1\sqrt{1,36} = 1,166U_1$$

$$I = \sqrt{I_1^2 + (0,4I_1)^2} = I_1\sqrt{1,16} = 1,077I_1$$

$$S = UI = 1,166U_1\cdot 1,077I_1 = 1,2557U_1 I_1$$

$$f_P = \frac{1,24 U_1 I_1}{1,2557 U_1 I_1} = 0,987$$

Se observă că factorul de putere este mai mic decât unitatea, deși $\cos\varphi_1 = \cos\varphi_3 = 1$

În cazul convertoarelor statice de putere, tensiunea lor de alimentare este tensiunea sinusoidală a rețelei, dar cureții absorbiți de convertoare, având rolul de sarcină pentru rețea, sunt nesinusoidali.

Se va examina această situație.

a) *Convertor monofazat*

$$u = \hat{U}_P \sin\omega t = \sqrt{2} U_P \sin\omega t;\ i = \sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_k \sin(k\omega t - \varphi_k) \quad (1.44)$$

Cu relațiile:

$$P = U_P I_1 \cos\varphi_1$$
$$Q_1 = U_P I_1 \sin\varphi_1 \quad (1.45)$$

$$S_1 = U_P I_1 \quad (1.46)$$

unde S_1 este puterea aparentă a fundamentalei și Q_1 puterea reactivă, se poate scrie:

$$S_1^2 = U_P^2 I_1^2 \left(\cos^2\varphi_1 + \sin^2\varphi_1\right) = U_P^2 I_1^2 \cos^2\varphi_1 + U_P^2 I_1^2 \sin^2\varphi_1 = P^2 + Q_1^2 \quad (1.47)$$

Puterea aparentă se calculează cu:

$$S = U_P I = U_P \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \ldots + I_n^2 + \ldots} \quad (1.48)$$

sau:

$$S^2 = U_P^2 \left(I_1^2 + I_2^2 + \ldots + I_n^2 + \ldots\right) = \left(U_P I_1\right)^2 + U_P^2 \left(I_2^2 + I_3^2 + \ldots + I_n^2 + \ldots\right) = S_1^2 + D^2 \quad (1.49)$$

În final, putem scrie:

$$S^2 = P^2 + Q_1^2 + D^2 \quad \Rightarrow \quad S = \sqrt{P^2 + Q_1^2 + D^2} \quad (1.50)$$

cu *D puterea deformantă*, determinată de armonicile superioare ale curentului.

Relațiile între puteri în regim nesinusoidal, pentru o tensiune de alimentare sinusoidală, sunt indicate în fig. 1.5.

b) *Convertor trifazat*

Tensiunile de alimentare ale fiecărei faze sunt:

$$u_{10} = \hat{U}_P \sin\omega t;\ u_{20} = \hat{U}_P \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);\ u_{30} = \hat{U}_P \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (1.51)$$

cu:
$$\hat{U}_P = \sqrt{2}U_P$$

Curenții absorbiți de fiecare fază a convertorului sunt:

$$\begin{aligned} i_{P1} &= \sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_k \sin(k\omega t - \varphi_k) \\ i_{P2} &= \sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_k \sin\left(k\omega t - k\frac{2\pi}{3} - \varphi_k\right) \\ i_{P3} &= \sum_{k=1}^{\infty} \hat{I}_k \sin\left(k\omega t - k\frac{4\pi}{3} - \varphi_k\right) \end{aligned} \tag{1.52}$$

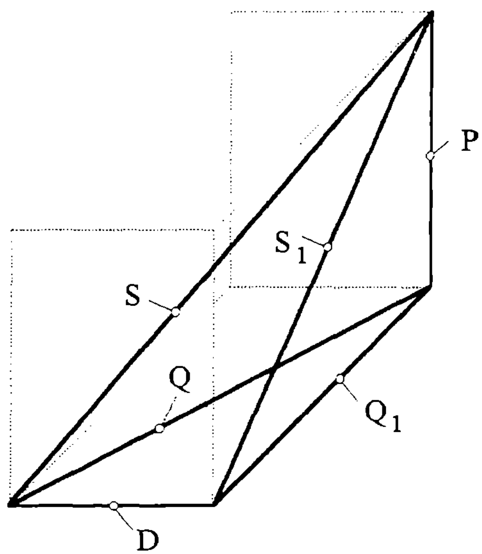


Fig. 1.5 Relațiile între puteri în cazul unei tensiuni de alimentare sinusoidale.

Ca și pentru convertorul monofazat, puterile activă și reactivă sunt determinate de către fundamentala curentului de fază, căci armonicile de curent având frecvențe diferite de cele ale tensiunii de alimentare nu pot furniza putere activă sau reactivă.

Rezultă de aici că:

$$P = 3U_P I_1 \cos\varphi_1;\ S_1 = 3U_P I_1;\ Q_1 = 3U_P I_1 \sin\varphi_1 \tag{1.53}$$

și

$$S_1^2 = P^2 + Q_1^2 \tag{1.54}$$

Puterea aparentă este dată de relația:

$$S = 3U_P I = 3U_P \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \ldots + I_n^2 + \ldots} = \sqrt{P^2 + Q_1^2 + D^2} \tag{1.55}$$

cu I -valoarea efectivă a curentului de fază;

Relațiile între puterile în trifazat pot fi reprezentate în același mod ca cele în cazul monofazat (a se vedea fig. 1.5).

2

REDRESOARELE

2.1 Definiții. Clasificare. Ipoteze de studiu

Redresorul este un convertor static de putere care realizează conversia unei tensiuni alternative (mono sau polifazată) într-o tensiune continuă, sensul conversiei energiei fiind dinspre partea de curent alternativ spre partea de curent continuu.

El este în general compus dintr-un transformator (poate lipsi în unele scheme), din bobine de limitare a curentului montate pe partea de alimentare alternativă (în cazul în care transformatorul lipsește), din elemente de netezire a curentului și/sau tensiunii pe partea de curent continuu, din elemente de protecție la suprasarcini și supratensiuni și din dispozitive semiconductoare de putere cu conducție unidirecțională (diode și tiristoare) în fiecare cale de curent, căile fiind legate de așa manieră încât dispozitivele să aibă aceeași durată de conducție sau de blocaj. Dispozitivele devin succesiv "conductoare", sub acțiunea "tensiunii de comutație" furnizate de rețeaua de alimentare, legile fiind impuse de modul de conexiune (schemă). Într-o perioadă a tensiunii rețelei există un număr precizat de treceri ale curentului dintr-un întreruptor închis care se deschide, la următorul deschis care se închide.

Celula de comutație este formată de căi de curent care comută unele după altele în mod ciclic.Numărul de căi de curent pe fiecare celulă de comutație este notat cu q. Un redresor poate avea una sau mai multe celule de comutație conectate în serie sau în paralel. Numărul de celule de comutație conectate în serie este desemnat de numărul S_C. Numărul K este numărul de celule de comutație ale unui redresor aflate în comutație în același timp.Cu p se notează numărul de segmente de sinusoidă ale tensiunii redresate pe perioada tensiunii rețelei.

Clasificarea redresoarelor se face după mai multe criterii:

1) după tensiunea alternativă de alimentare:
- redresoare monofazate alimentate de la rețeaua monofazată;
- redresoare trifazate alimentate de la rețeaua trifazată.

2) după tensiunea continuă de ieşire:

- redresoare necomandate (care nu conţin decât diode). Ele furnizează la ieşire o tensiune continuă de valoare constantă;
- redresoare comandate(care nu conţin decât tiristoare) şi semicomandate (cu tiristoare şi diode). Ele furnizează la ieşire o tensiune continuă de valoare reglabilă.

3) după polaritatea tensiunii continue de ieşire:

- redresoare care dau o tensiune continuă de polaritate unică $+\overline{U}_d$.

Caracteristica externă $(\overline{U}_d, \overline{I}_d)$ va fi în primul cadran al planului $(\overline{U}_d, \overline{I}_d)$ (fig. 2.1). Ele sunt numite simplu redresoare sau convertoare cu comutaţie naturală pentru un cadran.

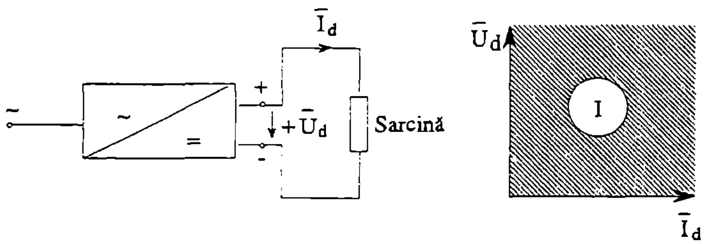


Fig. 2.1 Redresorul (convertor cu comutaţie naturală pentru un cadran).

- redresoare care furnizează la ieşire o tensiune continuă de polaritate $\pm\overline{U}_d$. Caracteristica externă se situează în cadranele I şi IV ale planului $(\overline{U}_d, \overline{I}_d)$ (fig. 2.2). Ele sunt numite redresoare comandate sau convertoare cu comutaţie naturală pentru două cadrane. Funcţionarea în cadranul IV este un regim de invertor cu comutaţie naturală, pilotat de reţeaua alternativă şi care nu este posibil decât cu o sarcină activă (RLE), capabilă să menţină sensul curentului $+\overline{I}_d$. Redresoarele comandate pot funcţiona în aceste două cadrane.

4) după gruparea înfăşurărilor transformatorului, înfăşurările fiind sursa tensiunilor alternative:

- redresoare de tip paralel (P), numite şi cu punct median în literatura germană, sunt cele pentru care cele *n* înfăşurări (fiecare în serie cu întreruptorul unidirecţional) sunt grupate în stea şi sunt în paralel în raport cu bornele de ieşire ale redresorului. Deci, dacă de exemplu redresorul este necomandat şi format din *n* diode, valoarea instantanee a tensiunii redresate va fi egală cu valoarea instantanee a tensiunii celei mai pozitive dintre cele *n* tensiuni.
- redresoare de tip paralel-dublu (PD), numite şi în punte (B), au cele *n* înfăşurări alternative grupate tot în stea, dar se utilizează 2 întreruptoare unidirecţionale pe fiecare înfăşurare, adică în total *2n* întreruptoare. Valoarea instantanee a tensiunii redresate este diferenţa între cea mai pozitivă şi cea mai negativă dintre tensiuni.
- redresoare de tip serie S au înfăşurările care sunt sursa tensiunilor alternative conectate în poligon. Sunt *2n* întreruptoare unidirecţionale, *n* cu catozi reunite la prima bornă, notată"+" şi *n* cu anoduri legate la a doua bornă, notată cu "– ".

Pentru studiul redresoarelor se utilizează următoarele ipoteze:

- ♦ rezistenţele, inductivităţile şi capacităţile sunt liniare, concentrate şi egale pe fazele redresorului;

- toate fazele au aceeaşi funcţionare;
- curentul de magnetizare al transformatorului şi pierderile la mers în gol sunt neglijate;
- dispozitivele semiconductoare de putere au o caracteristică ideală: în starea de conducţie rezistenţa este nulă, iar în starea blocată este infinită;
- reţeaua are o putere de scurtcircuit infinită ($S_{sc} = \infty$), deci o impedanţă nulă (Z=0), tensiuni sinusoidale nedeformate, simetrice în cazul reţelei trifazate;
- intervalele de funcţionare sunt identice pentru diversele căi ale celulei de comutaţie;
- în fiecare moment suma curenţilor de linie în primarul transformatorului este nulă.

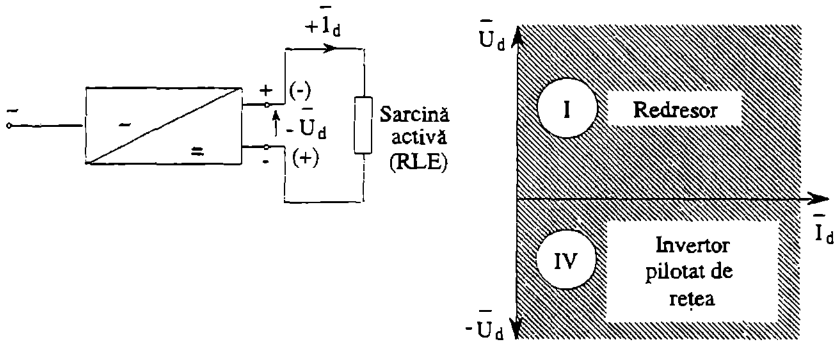


Fig. 2.2 Convertorul cu comutaţie naturală pentru două cadrane.

2.2 Transformatorul

Cea mai mare parte a redresoarelor conţine un transformator. Transformatorul realizează separarea galvanică între circuitul primar şi circuitul secundar şi determină, prin valoarea tensiunii sale secundare, valoarea medie a tensiunii redresate.

Funcţionarea schemei de redresare impune ca înfăşurările primare şi secundare să fie parcurse de curenţi nesinusoidali. Aceşti curenţi nesinusoidali cer ca puterea aparentă de dimensionare a unui transformator utilizat la construcţia unui redresor să fie superioară celei a unui transformator care funcţionează în regim sinusoidal.

Pentru a caracteriza performanţele schemei de redresare în legătură cu transformatorul, se utilizează ca mărime de referinţă puterea ideală pe partea de curent continuu, P_{d0}, dată de relaţia (2.1).

$$P_{d0} = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d \tag{2.1}$$

cu: $\overline{U}_{d0}$ - valoarea medie a tensiunii de ieşire în gol a redresorului;

$\overline{I}_d$ - curentul de sarcină (prin receptor - a se vedea fig. 2.1 şi 2.2)

Pentru transformator se defineşte:

– puterea aparentă a secundarului S_S:

$$S_S = nU_S I_S = c_S P_{d0} \tag{2.2}$$

unde: n este numărul de faze (înfăşurări) secundare;

U_s, I_S sunt valorile efective ale tensiunii şi curentului de fază în secundar.

– puterea aparentă a primarului S_P:

$$S_P = mU_P I_P = c_P P_{d0} \tag{2.3}$$

unde: m este numărul de faze (înfăşurări) primare;

U_P, I_P sunt valorile efective ale tensiunii şi curentului de fază în primar.

– puterea aparentă de tip S_t:

$$S_t = \frac{S_S + S_P}{2} = c_t P_{d0} \tag{2.4}$$

În relaţiile (2.1) până la (2.4) c_S, c_P şi c_t sunt coeficienţii care exprimă gradul de utilizare a înfăşurărilor transformatorului.

Eficienţa redresorului se caracterizează prin:

– factorul de putere secundar :

$$f_{PS} = \frac{P_{d0}}{S_S} = \frac{1}{c_S} \tag{2.5}$$

– factorul de putere primar:

$$f_{PP} = \frac{P_{d0}}{S_P} = \frac{1}{c_P} \tag{2.6}$$

Valori scăzute pentru f_{PS} şi f_{PP}, la P_{d0}, indică costuri ridicate pentru construcţia înfăşurărilor.

Performanţele transformatorului au o mare influenţă asupra caracteristicii externe $\overline{U}_d(\bar{I}_d)$ a redresorului. Calculul transformatoarelor pentru redresoare se face după metode generale, luând ca puteri de calcul puterile menţionate mai jos.

Tabelul 2.1 dă cuplajele uzuale ale transformatoarelor trifazate şi valoarea raportului de transformare (raporul între tensiunile secundare şi primare omologe).

Cuplajele cele mai frecvente ale transformatoarelor sunt Yy0, Dy11, Yd11 şi Yz11.

Exemplu: Calulul raportului de transformare:

a) pentru cuplajul Yy0 (tabelul 2.1-poziţia I-1).

Diagrama vectorială a tensiunilor este dată în fig.. 2.3.

Pentru transformatorul cu coloane, considerând tensiunile omoloage, în primar şi secundar rezultă:

$$\underline{U}_{an} = \frac{n_2}{n_1}\underline{U}_{AN}$$

de unde:

$$r = \frac{U_{an}}{U_{AN}} = \frac{n_2}{n_1} \tag{2.7}$$

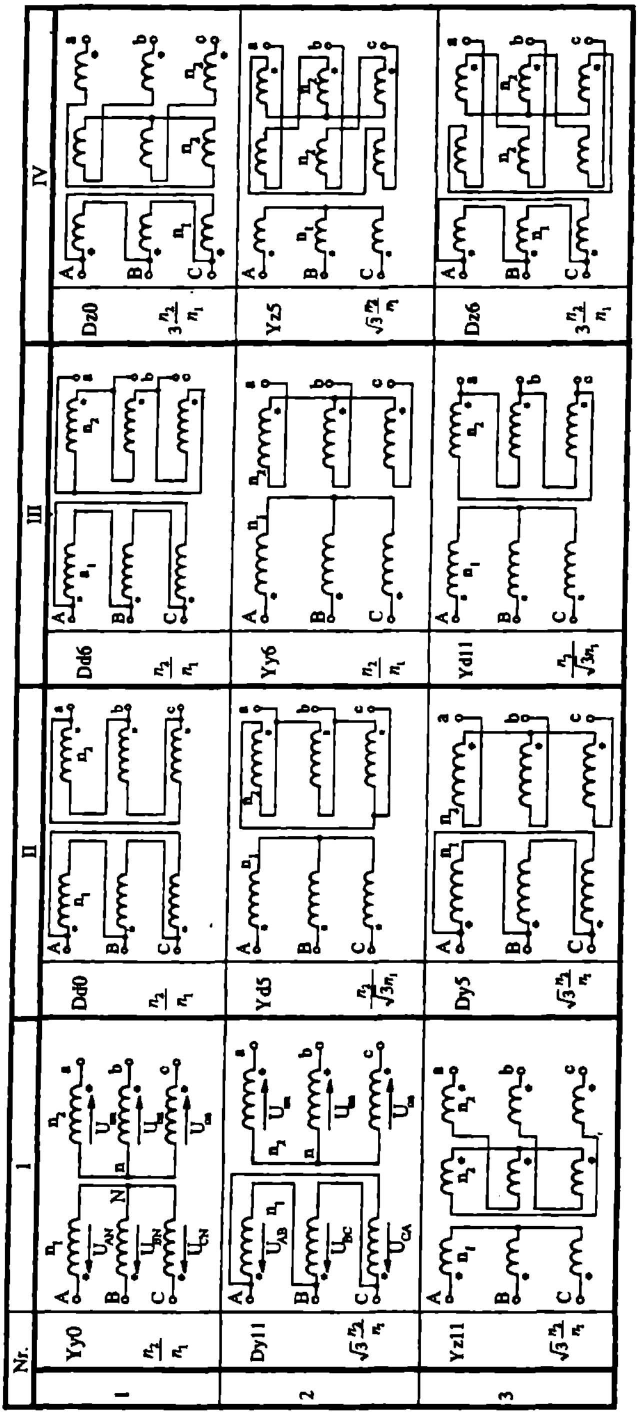
Sensul de parcurs orar indică $\beta = 0$, de unde simbolul cuplajului Yy0.

b) pentru cuplajul Dy11 (tabelul 2.1-poziţia I-2):

Fig. 2.4 arată diagrama vectorială a tensiunilor. Ecuaţia primei coloane a transformatorului este:

$$\underline{U}_{an} = \frac{n_2}{n_1}\underline{U}_{AB} \tag{2.8}$$

Tabelul 2.1 Cuplajele transformatoarelor trifazate.



Nr.	I	II	III	IV
1	Yy0, $\frac{n_2}{n_1}$	Dd0, $\frac{n_2}{n_1}$	Dd6, $\frac{n_2}{n_1}$	Dz0, $3\frac{n_2}{n_1}$
2	Dy11, $\sqrt{3}\frac{n_2}{n_1}$	Yd5, $\frac{n_2}{\sqrt{3}n_1}$	Yy6, $\frac{n_2}{n_1}$	Yz5, $\sqrt{3}\frac{n_2}{n_1}$
3	Yz11, $\sqrt{3}\frac{n_2}{n_1}$	Dy5, $\sqrt{3}\frac{n_2}{n_1}$	Yd11, $\frac{n_2}{\sqrt{3}n_1}$	Dz6, $3\frac{n_2}{n_1}$

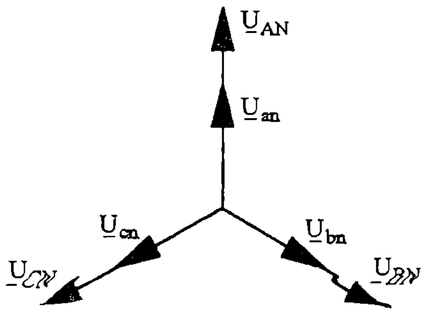


Fig. 2.3 Diagrama vectorială a tensiunilor pentru cuplajul Yy0.

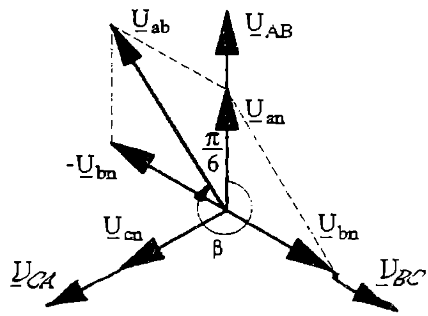


Fig. 2.4 Diagrama vectorială a tensiunilor pentru cuplajul Dy11.

Tensiunea secundară între faze, omoloagă lui $\underline{U}_{AB}$ este $\underline{U}_{ab}$, care se calculează conform fig. 2.4:

$$\underline{U}_{ab} = \sqrt{3}U_{an} = \sqrt{3}\frac{n_2}{n_1}U_{AB} \quad \text{de unde rezultă} \quad r = \frac{U_{ab}}{U_{AB}} = \sqrt{3}\frac{n_2}{n_1} \qquad (2.9)$$

Diagrama vectorială arată că:

$$\beta = 11\frac{\pi}{6}$$

de unde simbolul cuplajului Dy11.

2.3 Comutația ideală și comutația reală

O celulă de comutație are mai multe căi de curent și fiecare cale conține un întreruptor unidirecțional (diodă sau tiristor). Comutația este trecerea succesivă a curentului de la o cale la alta, consecință a schimbării stării întreruptorului din fiecare cale de curent. Fig. 2.5 prezintă două căi de curent în comutație.

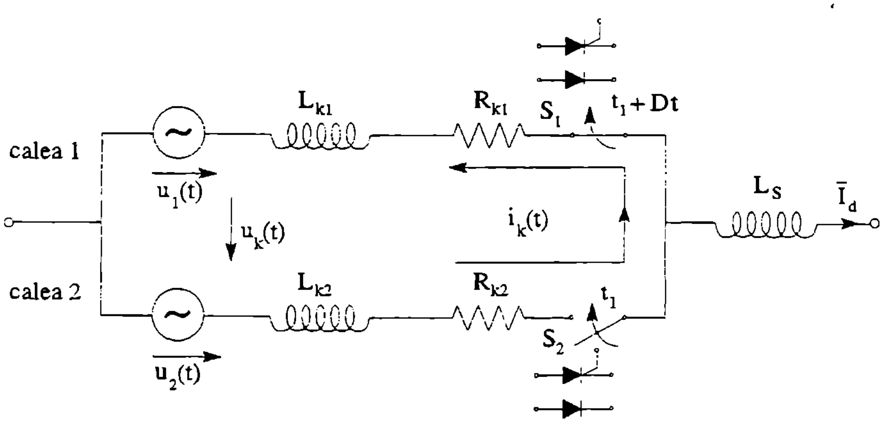
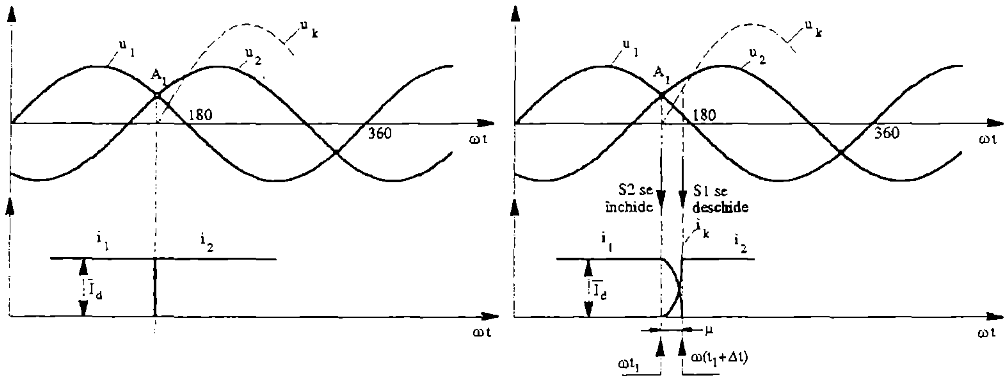


Fig. 2.5 Căi de curent în comutație.

Tensiunile $u_1(t)$, $u_2(t)$ sunt tensiuni alternative sinusoidale (fig. 2.6) (de exemplu tensiuni secundare ale unui transformator trifazat); ωL_{kj}, R_{kj} sunt reactanța și rezistența căii de curent *j* (*j*=1;2); L_S este inductanța receptorului.

Dacă întreruptoarele S_1 și S_2 sunt necomandabile (diode), comutația va începe în momentul în care tensiunea de comutație $u_k(t)=u_1(t)-u_2(t)$ care era pozitivă pentru S_1 închis, își va schimba semnul. Pentru $u_k<0$, S_1 se deschide și S_2 se închide, căci diodele S_1 și S_2 sunt polarizate respectiv în invers și în direct.

Comutația se numește ideală sau instantanee și se consideră timpul de comutație nul (fig. 2.6,a). O asemenea comutație este posibilă dacă se neglijează inductanțele de comutație L_{kj}, deci se consideră $L_{kj}=0$, (*j*=1, 2, etc.).



a) Commutație ideală b) Commutație reală

Fig. 2.6 Comutația curentului în cazul întreruptoarelor necomandabile (diode).

În realitate inductanțele de comutație L_{kj} (fiecare fiind suma dintre inductanța rețelei raportată la secundarul transformatorului, inductanța de scăpări a transformatorului și inductanța căii de curent) nu sunt nule. Ele nu permit variația bruscă a curentului, cu pantă infinită. Comutația reală va dura un interval de timp Δt (vezi fig. 2.6,b) numit timp de comutație, pe durata căruia curentul trece prin cele două căi.

Dacă reactanța receptorului este considerabilă ($\omega L_S \to \infty$) se poate considera curentul I_d constant, pe toată durata comutației și:

$$i_1+i_2=\bar{I}_d \tag{2.10}$$

Curentul de comutație $i_k=i_2$ determinat de tensiunea de comutație u_k este identic cu un curent de scurtcircuit, dat fiind caracterul inductiv al circuitului de comutație. El va crește după o lege exponențială, simultan cu scăderea lui i_1. Cum tensiunea de comutație u_k este diferența tensiunilor furnizate de rețea, comutația este numită "naturală".

Variația curentului pe durata comutației este determinată de evoluția tensiunii u_k și de caracteristicile (inductanțe, rezistențe) circuitului de comutație.

Durata comutației naturale este caracterizată prin valoarea unghiului de comutație μ (a se vedea fig. 2.6,b).

Dacă întreruptoarele S_1 și S_2 sunt comandabile (tiristoare comandate cu o întârziere α) comutația va surveni în raport cu punctul de comutație naturală cu o întârziere α (fig. 2.7).

Comutația între două întreruptoare (două căi) evidențiată în fig. 2.6 și fig. 2.7 este denumită normală sau regulată.

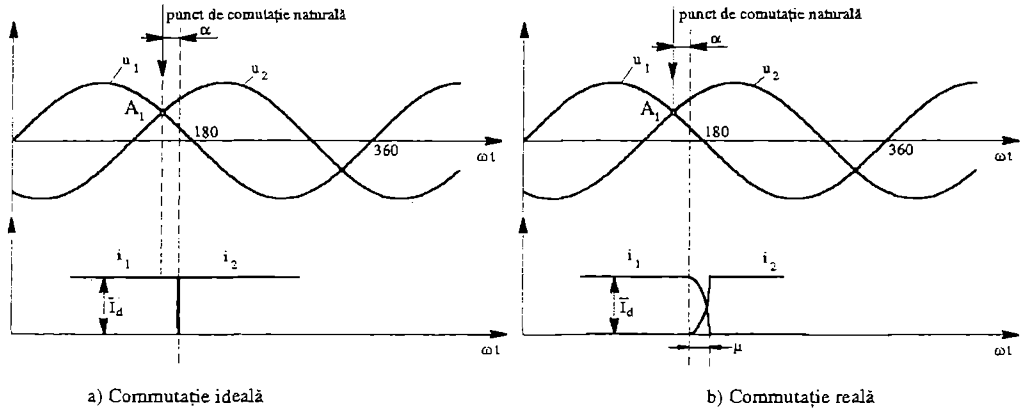


Fig. 2.7 Comutația curentului în cazul întreruptoarelor comandabile (tiristoare).

Pentru curenții de suprasarcină $\overline{I}_d$, care depășesc sensibil valoarea curentului nominal $\overline{I}_{dn}$, comutația poate deveni multiplă, adică mai mult de două căi de curent vor fi simultan în comutație (conducție). Acest fenomen va fi studiat mai târziu.

Comutația determină o cădere de tensiune reactivă $\overline{U}_\mu$ care diminuează valoarea tensiunii medii $\overline{U}_d$ furnizate de redresor.

2.4 Influența sarcinii

Funcționarea montajului redresor este legată de natura sarcinii conectate la ieșire. Această dependență va fi studiată pe o schemă foarte simplă: redresor monofazat monoalternanță necomandat (simbol M1U-DIN V41761). Se presupune că dioda este ideală ($u_D = 0$ în starea de conducție; $i_D = 0$ în starea blocată).

2.4.1 Funcționarea cu sarcină rezistivă R

Schema este dată în fig. 2.8.

Tensiunea secundară a transformatorului u_S este:

$$u_S = \hat{U}_S \sin \omega t = U_S \sqrt{2} \sin \omega t \qquad (2.11)$$

Funcționarea schemei este simplă. Dioda D conduce în timpul semialternanței *pozitive (a="+"; b="-") a tensiunii u_S, deoarece ea este* polarizată *în direct. În acest interval* de timp tensiunea la bornele sarcinii este egală cu tensiunea de alimentare.

$$u_d = u_S \qquad (2.12)$$

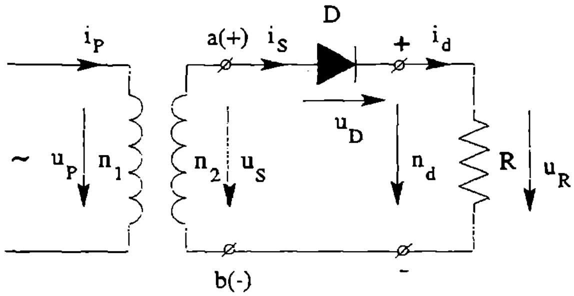


Fig. 2.8 Redresor monoalternanță cu sarcină rezistivă R.

În decursul semi-alternanței negative a lui u_S (a="-"; b="+"), dioda este blocată, fiind polarizată în invers:

$$u_d = 0 \tag{2.13}$$

În fig. 2.9 se prezintă evoluția tensiunilor și curenților.

În conformitate cu tabelul 1.1 linia 1, se poate scrie:

$$u_d(t) = \frac{U_S\sqrt{2}}{\pi}\left(1 + \frac{\pi}{2}\sin\omega t - \frac{2}{3}\cos 2\omega t - \frac{2}{15}\cos 4\omega t - \ldots\right) \tag{2.14}$$

$$\overline{U}_d = \frac{\hat{U}_S}{\pi};\ U_d = \frac{\hat{U}_S}{2};\ f_F = 1{,}57;\ f_M = 1{,}21 \tag{2.15}$$

$$U_{\sim} = 0{,}3854\hat{U}_S = 1{,}21\overline{U}_d \tag{2.16}$$

Unghiul de conducție al diodei este $\theta = \pi$. Curentul i_d este de aceeași formă și în fază cu tensiunea u_d:

$$\overline{I}_d = \frac{\hat{I}_S}{\pi};\ I_d = \frac{\hat{I}_S}{2} \tag{2.17}$$

Tensiunea inversă maximă pe diodă este:

$$\hat{U}_{DR} = \hat{U}_S \tag{2.18}$$

Curentul secundar rezultă din relația (2.17):

$$I_S = I_d = f_F\overline{I}_d = 1{,}57\overline{I}_d \tag{2.19}$$

Tensiunea secundară se obține din relația (2.15):

$$U_S = \frac{\pi}{\sqrt{2}}\overline{U}_d = 2{,}22\overline{U}_d \tag{2.20}$$

Valoarea efectivă a tensiunii primare va fi:

$$U_P = \frac{n_1}{n_2}U_S = \frac{n_1}{n_2}2{,}22\overline{U}_d \tag{2.21}$$

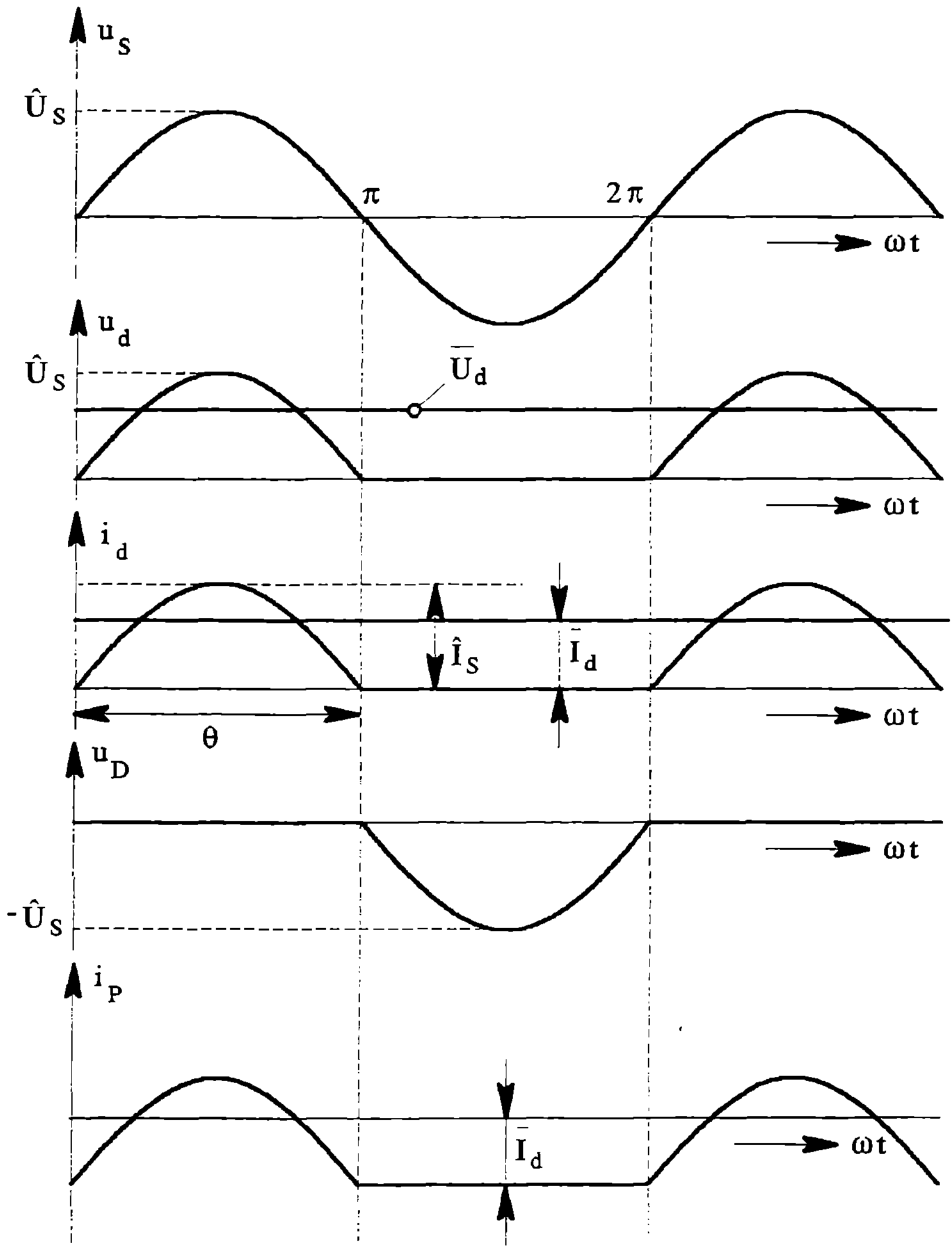


Fig. 2.9 Evoluția curenților și tensiunilor pentru funcționarea cu sarcină R.

Curentul primar i_P se obține din ecuația solenațiilor ținând cont că nu există componentă de curent continuu.

$$n_1 i_P = n_2\left(i_S - \bar{I}_d\right) \quad \Rightarrow \quad i_P = \frac{n_2}{n_1}\left(i_S - \bar{I}_d\right) \tag{2.22}$$

Rezultă:

$$I_P = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_P^2 \mathrm{d}t} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \left(i_S - \bar{I}_d\right)^2 \mathrm{d}t} = \frac{n_2}{n_1} 1{,}21\bar{I}_d \tag{2.23}$$

Caracteristicile transformatorului se calculează cu ajutorul relațiilor (2.2)÷(2.6) cu n=1; m=1 şi al relațiilor (2.19)÷(2.23).

$$S_S = nU_S I_S = 1\cdot 2{,}22\overline{U}_d \cdot 1{,}57\bar{I}_d = 3{,}49\overline{U}_d\bar{I}_d = 3{,}49P_{d0} \tag{2.24}$$

$$S_P = mU_P I_P = 1\cdot\frac{n_1}{n_2}\cdot 2{,}22\overline{U}_d \cdot\frac{n_2}{n_1} 1{,}21\bar{I}_d = 2{,}69P_{d0} \tag{2.25}$$

$$S_t = \frac{S_S + S_P}{2} = 3{,}09P_{d0} \tag{2.26}$$

Deci:

$$c_S = 3{,}49;\ c_P = 2{,}69;\ c_t = 3{,}09 \tag{2.27}$$

Astfel:

$$f_{PS} = \frac{1}{3{,}49} = 0{,}286;\ f_{PP} = \frac{1}{2{,}69} = 0{,}371 \tag{2.28}$$

2.4.2 Funcționarea cu sarcină rezistiv-inductivă RL serie

Schema este prezentată în fig. 2.10.

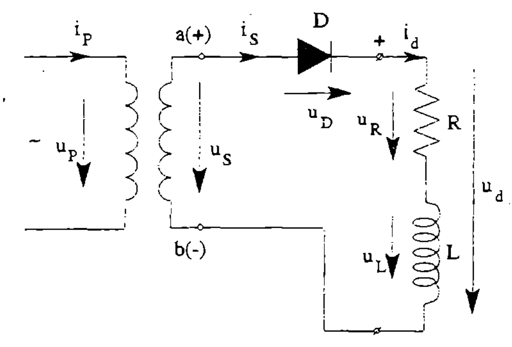


Fig. 2.10 Redresorul monoalternanță
cu sarcină rezistiv-inductivă RL serie.

În intervalul de conducție al diodei D, se scrie teorema lui Kirchhoff:

$$u_S = u_d = u_R + u_L \tag{2.29}$$

sau:

$$\hat{U}_S \sin\omega t = Ri_d + L\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} \tag{2.30}$$

Soluția ecuației (2.30) este:

$$i_d(\omega t) = i_f(\omega t) + i_l(\omega t) \tag{2.31}$$

Componenta forțată are forma tensiunii de alimentare:

$$i_f(\omega t) = I_f\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi) = \frac{\hat{U}_S}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}\sin(\omega t - \varphi) = \frac{\hat{U}_s}{Z}\sin(\omega t - \varphi) \tag{2.32}$$

cu:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}\ ;\ \varphi = \arctan\frac{\omega L}{R} \tag{2.32.a}$$

Componenta liberă este:

$$i_l(\omega t) = A\,\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}\omega t} \tag{2.33}$$

Valoarea constantei A rezultă din condiția inițială:

$$\text{la } t = 0 \quad \Rightarrow \quad u_S = 0; i_d = 0 \tag{2.34}$$

care dă:

$$i_d(0) = i_f(0) + i_l(0) \Rightarrow i_l(0) = -i_f(0) \Rightarrow A = \frac{\hat{U}_S}{Z}\sin\varphi$$

Relația (2.33) devine:

$$i_l(\omega t) = \frac{\hat{U}_S}{Z}\sin\varphi\,\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}\omega t} \tag{2.35}$$

Cu (2.32) și (2.35), (2.31) se scrie:

$$i_d(\omega t) = \frac{\hat{U}_S}{Z}\left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin\varphi\,\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}\omega t}\right] \tag{2.36}$$

Unghiul de conducție θ al diodei D rezultă din condiția:

$$i_d(\theta = \omega t) = 0 \Rightarrow \sin(\theta - \varphi) + \sin\varphi\,\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}\theta} = 0 \tag{2.37}$$

Ecuația (2.37) se poate rezolva prin metode numerice.

Rezultă astfel dependența $\theta\left(\dfrac{\omega L}{R}\right)$ reprezentată în fig. 2.11.

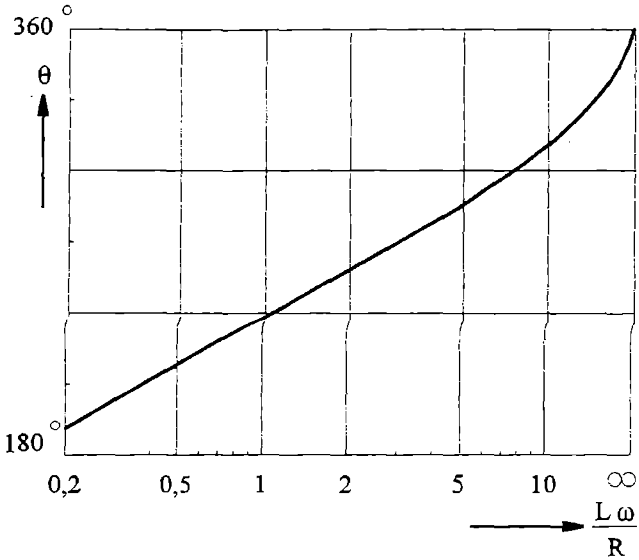


Fig. 2.11 Curba unghiului de conducție $\theta\left(\dfrac{\omega L}{R}\right)$.

Se observă că:

- pentru o sarcină rezistivă $(L=0) \Rightarrow \dfrac{\omega L}{R}=0 \Rightarrow \theta=180^\circ$, rezultat deja găsit la paragraful 2.4.1.

- pentru o sarcină inductivă $(R=0) \Rightarrow \dfrac{\omega L}{R} \rightarrow \infty \Rightarrow \theta=360^\circ$, ceea ce semnifică conducția permanentă a diodei D. În această situație:

$$\varphi=\arctan\frac{\omega L}{R}=\arctan\infty=\frac{\pi}{2}$$

și relația (2.36) devine:

$$i_d(\omega t)=\frac{\hat{U}_S}{Z}(1-\cos\omega t) \tag{2.38}$$

- pentru o sarcină rezistiv-inductivă RL, unghiul de conducție θ este cuprins în intervalul $[180^\circ, 360^\circ]$, ceea ce semnifică faptul că trecerea curentului este prelungită după schimbarea de semn $(u_S<0)$ a tensiunii de alimentare.

Cauza acestui fenomen este energia magnetică acumulată în inductanță. Variația mărimilor electrice ale schemei este reprezentată în fig. 2.12.

La momentul $\omega t=\theta$ când curentul i_d devine nul și tinde să-și schimbe semnul, dioda D se blochează și $i_d=0$ până la semialternanța pozitivă următoare a tensiunii u_S.

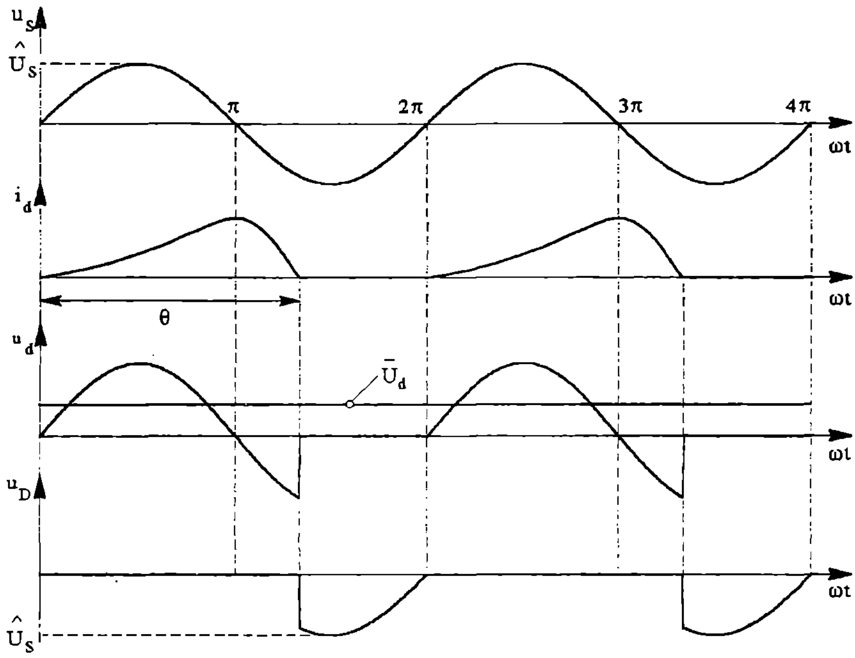


Fig. 2.12 Evoluția tensiunilor și a curentului pentru funcționarea cu sarcină RL serie.

În intervalul (π, θ) tensiunea pe sarcină este negativă. Valoarea sa medie este

$$\overline{U}_d = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\theta} \hat{U}_S \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\hat{U}_S}{\pi}\frac{(1-\cos\theta)}{2} \tag{2.39}$$

deci inferioară valorii obținute în cazul sarcinii rezistive (relația 2.15).

În concluzie, conectarea inductanței L în serie are drept consecință creșterea unghiului de conducție θ la valori superioare valorii de 180^0 și diminuarea valorii medii a tensiunii redresate $\overline{U}_d$.

Se observă de asemenea o alură mai puțin odulată pentru curentul i_d.

2.4.3 Funcționarea cu sarcină rezistiv-inductivă RL serie și diodă de regim liber (DRL)

Schema este cea din în fig. 2.13.

Dioda de regim liber (DRL) este legată în antiparalel cu sarcina.

Ea constituie un circuit pentru descărcarea energiei acumulate în inductanța L, în timpul intervalului de blocaj al diodei D.

În semialternanța pozitivă a tensiunii u_S (a="+"; b="-"), dioda DRL este blocată.

În această situație, curentul $i_d = i_S$ va avea expresia (2.36).

În momentul $\omega t = \pi$, la schimbarea polarității tensiunii u_S, DRL devine conductoare și D se blochează.

Începând cu acest moment:

$$i_d = i_{DRL} = I_{d0} e^{-\frac{R}{\omega L}\omega t'} \tag{2.40}$$

unde:

$$I_{d0} = i_d(\pi) = \frac{\hat{U}_S}{Z}\left[\sin(\pi - \varphi) + \sin\varphi e^{-\frac{R}{\omega L}\pi}\right] = \frac{\hat{U}_S}{Z}\sin\varphi\left(1 + e^{-\frac{R}{\omega L}\pi}\right) \tag{2.41}$$

$$\omega t' = \omega t - \pi$$

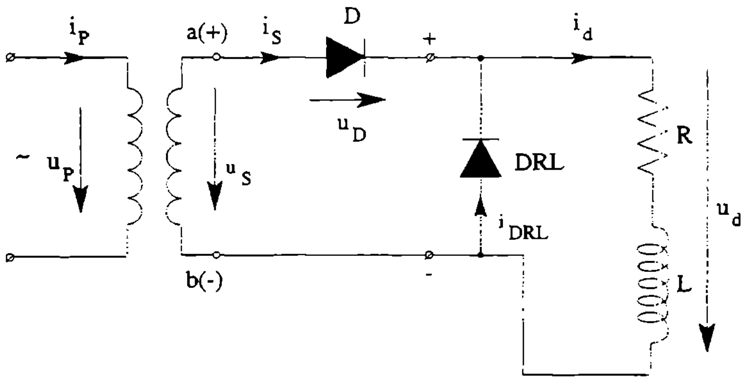


Fig. 2.13 Redresorul monoalternanță cu sarcină rezistiv-inductivă serie cu diodă de regim liber DRL.

Durata de conducție a diodei DRL depinde de energia magnetică acumulată în L. Regimul de conducție poate fi continuu sau întrerupt.

La momentul $\omega t = 2\pi$, $u_S > 0$ va determina blocajul diodei DRL și punerea în conducție a diodei D.

Variația tensiunilor și a curentului, presupunând conducția continuă, este reprezentată în fig. 2.13.a.

Se observă că existența diodei de regim liber DRL împiedică u_d să ia valori negative; valoarea medie a tensiunii redresate $\overline{U}_d$ va fi aceeași cu cea obținută în cazul sarcinii rezistive R (relația 2.15). Dacă se consideră cazul:

$$\omega L >> R \quad (L \to \infty)$$

curentul i_d va apărea ca fiind constant:

$$i_d = \overline{I}_d \quad (\text{ fig. } 2.14).$$

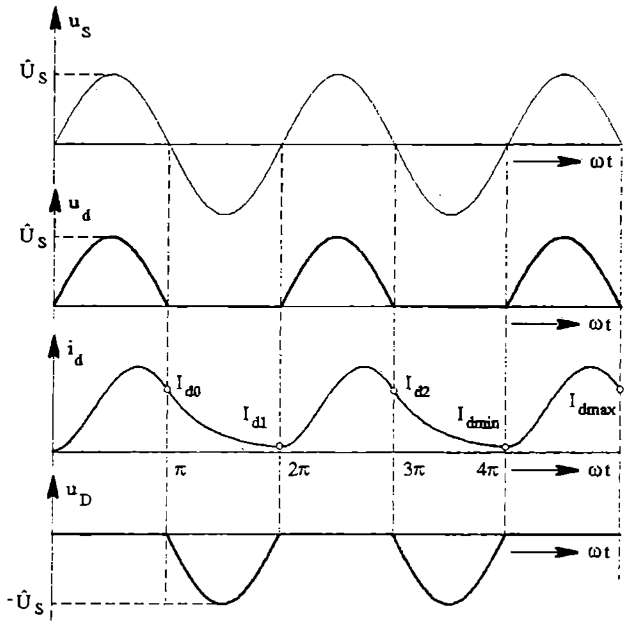


Fig. 2.13.a Evoluția tensiunilor și curentului pentru schema din fig. 2.13.

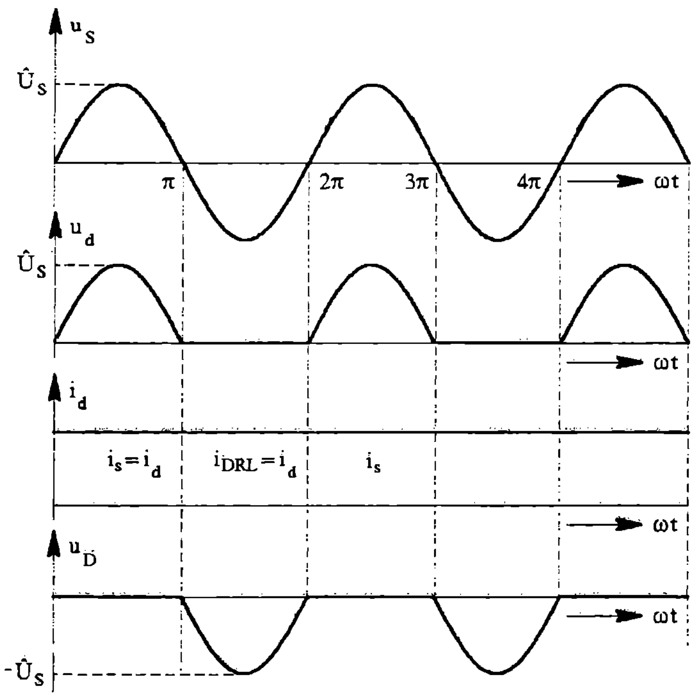


Fig. 2.14 Sarcină $\omega L >> R \quad (L \rightarrow \infty)$.

2.4.4 Funcţionarea cu sarcină RC-paralel

Schema este prezentată în fig. 2.15.

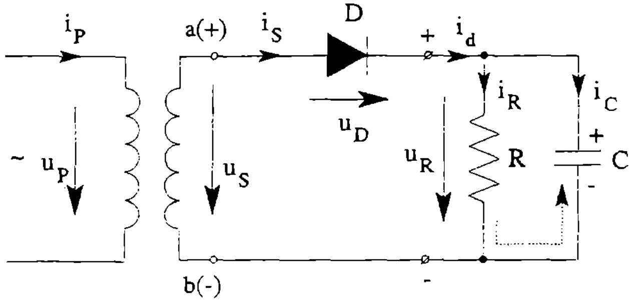


Fig. 2.15 Redresorul monoalternanţă cu sarcină RC-paralel.

În regim permanent, dioda D devine conductoare în semialternanţa pozitivă a tensiunii u_S, în momentul când u_S depăşeşte valoarea U_{C0}, tensiune la care a fost anterior încărcat condensatorul:

$$i_d = i_C + i_R \tag{2.42}$$

şi condensatorul C începe din nou să se încarce. Dioda D se blochează tot în decursul semialternanţei pozitive a lui u_S, în momentul în care $u_S < U_{C1}$, unde U_{C1} este tensiunea la care s-a încărcat condensatorul C. Astfel, grupul RC este decuplat faţă de de sursa de alimentare şi condensatorul se descarcă pe rezistenţa R (traseul desenat cu linie întreruptă în fig. 2.15). După valoarea constantei de timp $\tau = RC$, descărcarea poate fi totală sau parţială; în acest din urmă caz, ea durează până când noua semialternanţă pozitivă a lui u_S depăşeşte ca valoare U_{C0}.

Pentru intervalul de descărcare:

$$i_R = -i_C \tag{2.43}$$

Cazul descărcării parţiale a condensatorului este interesant din punct de vedere practic. Acest caz este prezentat în fig. 2.16.

Pe durata de conducţie a diodei D:

$$i_R(\omega t) = \frac{\hat{U}_S}{R} \sin \omega t \tag{2.44}$$

$$i_C(\omega t) = C\frac{\mathrm{d}u_d}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\hat{U}_S \sin \omega t\right) = \omega C \hat{U}_S \cos \omega t \tag{2.45}$$

şi rezultă din (2.42):

$$i_d(\omega t) = \hat{U}_S\left(\frac{1}{R}\sin \omega t + \omega C \cos \omega t\right) = \hat{U}_S\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\omega C)^2}\,\sin(\omega t + \varphi) \tag{2.46}$$

cu $\varphi = \arctan \omega RC$.

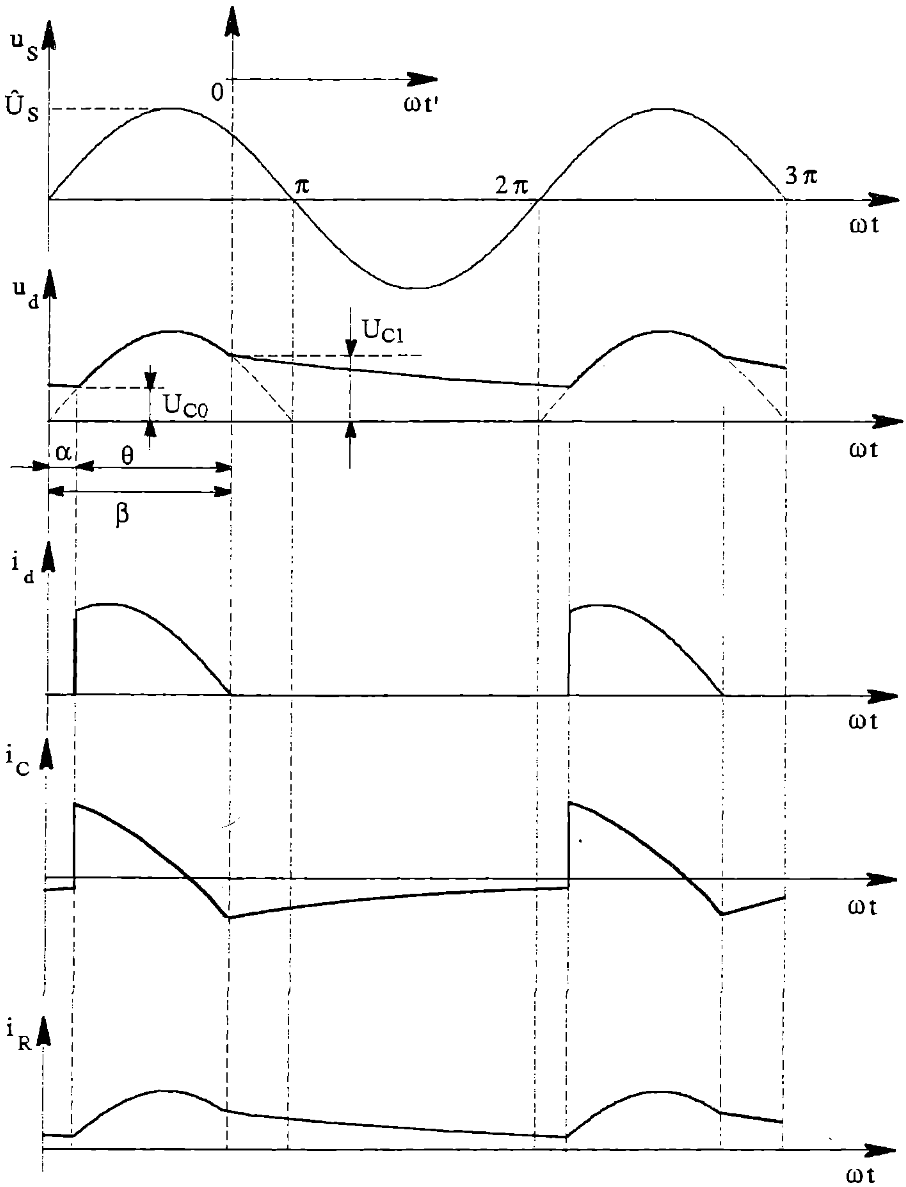


Fig. 2.16 Formele de undă pentru circuitul din fig. 2.15 (descărcarea parțială a condensatorului).

În raport cu trecerea prin zero a tensiunii u_S, se notează:

α-unghiul unde D devine conductoare;

β -unghiul unde D se blochează;

θ -unghiul de conducție.

$$\theta = \beta - \alpha \tag{2.47}$$

Valoarea unghiului β rezultă din relația (2.46)

$$i_d(\beta)=0 \Rightarrow \sin(\beta+\varphi)=0 \Rightarrow \beta=\pi-\varphi=\pi-\arctan(\omega RC) \tag{2.48}$$

Mărimile R, C, ω fiind pozitive, rezultă de aici pentru β valori cuprinse între 90^{o} și 180^{o}.

Pe durata de blocare a diodei D, curentul de descărcare este:

$$i_R=-i_C=\frac{u_d(\beta)}{R}\mathrm{e}^{-\frac{1}{\omega RC}\omega t'}=\frac{\hat{U}_S\sin\beta}{R}\mathrm{e}^{-\frac{1}{\omega RC}\omega t'} \tag{2.49}$$

$\omega t'$ fiind noua origine (vezi fig. 2.16) aleasă în momentul în care începe descărcarea condensatorului:

$$\omega t'=2\pi+\alpha-\beta \tag{2.50}$$

Descărcarea durează până la momentul de egalitate:

$$u_S(\omega t)=u_R(\omega t') \Rightarrow \quad u_S(2\pi+\alpha)=Ri_R(2\pi+\alpha-\beta) \tag{2.51}$$

de unde rezultă:

$$\hat{U}_S\sin(2\pi+\alpha)=R\frac{\hat{U}_S\sin\beta}{R}\mathrm{e}^{-\frac{2\pi+\alpha-\beta}{\omega RC}}$$

Astfel, unghiul α se calculează cu ajutorul relației:

$$\sin(2\pi+\alpha)=\sin\beta\,\mathrm{e}^{-\frac{2\pi+\alpha-\beta}{\omega RC}} \tag{2.52}$$

cu β din relația (2.48).

Ecuația (2.52) permite reprezentarea grafică din în fig. 2.17.

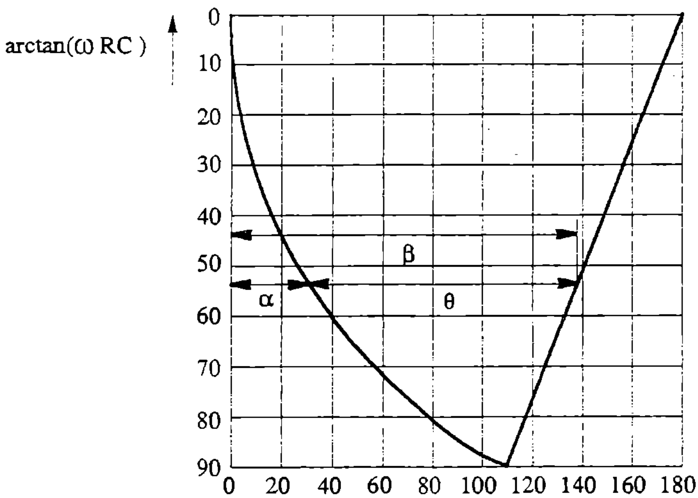


Fig. 2.17 Evoluția unghiurilor α, β, θ cu $\arctan(\omega RC)$.

Se observă următoarele cazuri limită:

$\omega RC \to \infty \Rightarrow C \to \infty$ (sarcină capacitivă) $\Rightarrow \alpha = \frac{\pi}{2}, \beta = \frac{\pi}{2}, \theta = 0$ (condensatorul rămâne încărcat la $\hat{U}_S$ și conducția încetează; dioda D se va bloca în momentul de maxim al primei semialternanțe a lui u_S dacă se presupune că C nu a fost inițial încărcat).

$\omega RC = 0 \Rightarrow C = 0$ (sarcină rezistivă) $\Rightarrow \alpha = 0, \beta = \theta = \pi$ rezultat găsit și în paragraful 2.4.1.

Valoarea medie a curentului prin R este:

$$\bar{I}_R = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\beta} \frac{\hat{U}_S}{R}\sin\omega t \, d(\omega t) + \int_{0}^{\frac{2\pi+\alpha-\beta}{\omega}} \frac{\hat{U}_S}{R}\sin\beta e^{-\frac{t'}{RC}} dt'\right]$$

$$\bar{I}_R = \frac{\hat{U}_S}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\omega C)^2}\,(1-\cos\theta) \qquad (2.53)$$

În concluzie se observă că, în raport cu cazul "sarcină rezistivă", efectul condensatorului în paralel cu R este diminuarea unghiului de conducție θ și a ondulației tensiunii u_d, precum și creșterea lui $\overline{U}_d$ (vezi paragraful 2.4.1).

2.4.5 Funcționarea cu sarcină având tensiune electromotoare E

a) Sarcină RE

Schema este prezentată în fig. 2.18.

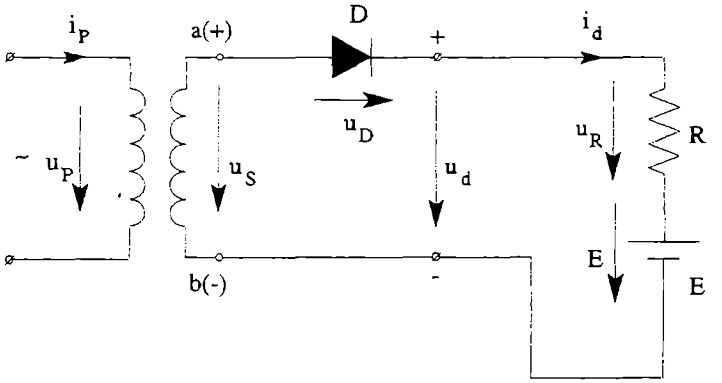


Fig. 2.18 Redresorul monoalternanță cu sarcină RE.

Tensiunea u_D la bornele diodei va fi:

$$u_D = u_S - E \qquad (2.54)$$

Dioda D se găsește:

– în starea de conducție în intervalul de timp pentru care:

$$u_S > E \qquad (2.55.a)$$

– în starea blocată în intervalul de timp pentru care:

$$u_S < E \tag{2.55.b}$$

Evoluția tensiunilor și a curentului i_D este prezentată în fig. 2.19.

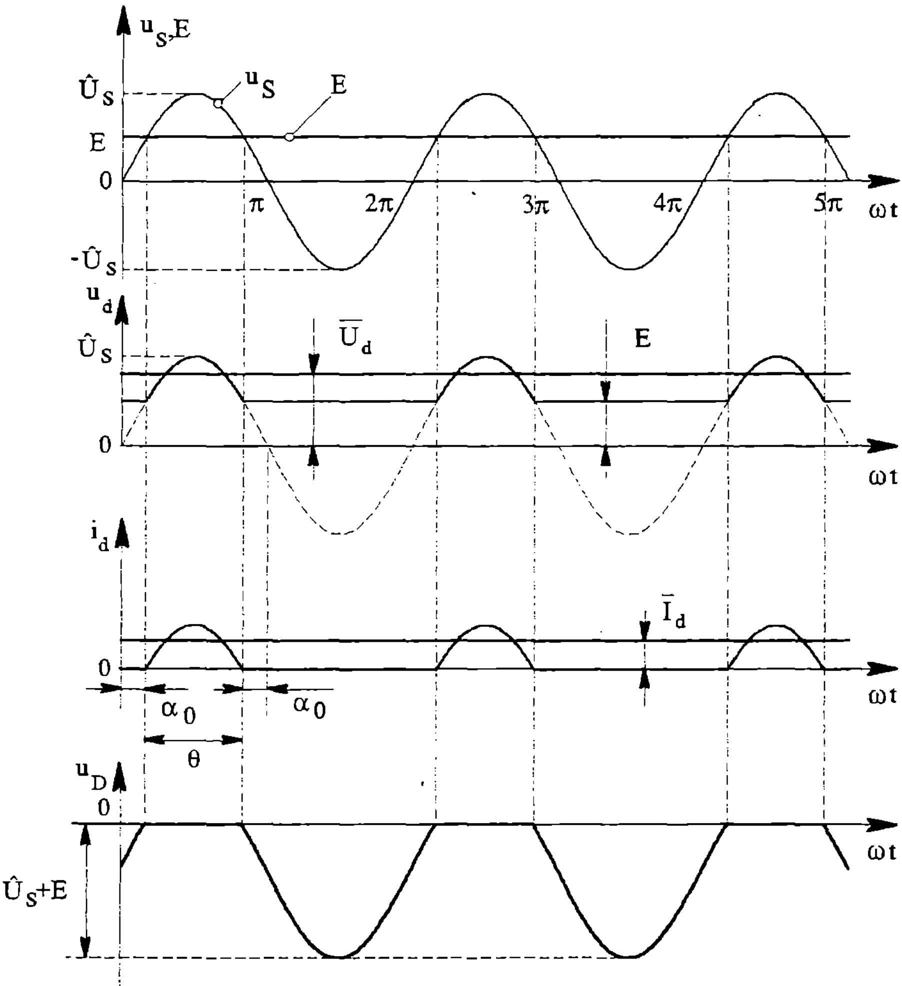


Fig. 2.19 Variații în timp pentru funcționarea cu sarcină RE.

În intervalul de conducție al diodei:

$$u_S = u_d = u_R + E \Rightarrow \hat{U}_S \sin \omega t = R i_d + E$$

Rezultă:

$$i_d(\omega t)=\frac{\hat{U}_S\sin\omega t-E}{R} \tag{2.56}$$

Regimul curentului este întrerupt. Valoarea medie a curentului este:

$$\bar{I}_d=\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_0}^{\pi-\alpha_0}i_d(\omega t)\mathrm{d}(\omega t)=\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_0}^{\pi-\alpha_0}\frac{\hat{U}_S\sin\omega t-E}{R}\mathrm{d}(\omega t)$$

$$\bar{I}_d=\frac{\hat{U}_S}{\pi R}\cos\alpha_0-\frac{E}{2\pi R}(\pi-2\alpha_0) \tag{2.57}$$

cu:

$$\alpha_0=\arcsin\frac{E}{\hat{U}_S} \tag{2.58}$$

Unghiul de conducție $\theta=\pi-2\alpha_0$ devine mai mic decât π. Valoarea medie a tensiunii redresate rezultă din:

$$\overline{U_d}=\frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\alpha_0}E\mathrm{d}(\omega t)+\int_{\alpha_0}^{\pi-\alpha_0}\hat{U}_S\sin\omega t\mathrm{d}(\omega t)+\int_{\pi-\alpha_0}^{2\pi}E\mathrm{d}(\omega t)\right]$$

$$\overline{U_d}=\frac{\hat{U}_S}{\pi}\cos\alpha_0+\frac{\alpha_0 E}{\pi}+\frac{E}{2} \tag{2.59}$$

Se observă că valoarea $\overline{U_d}$ în cazul sarcinii RE este mai mare decât cea în cazul sarcinii R (relația 2.15), în timp ce valoarea curentului $\bar{I}_d$ este micșorată. Tensiunea inversă maximă la bornele diodei a crescut la $\hat{U}_S+E$.

b) Sarcină LE

Montajul este prezentat în fig. 2.20.

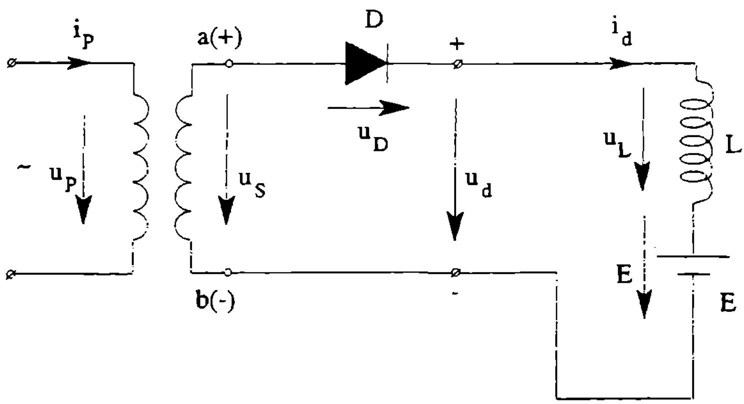


Fig. 2.20 Redresorul monoalternanță cu sarcină LE.

Dacă dioda D este în conducție:

$$u_S = u_d = u_L + E \Rightarrow \hat{U}_S \sin \omega t = L\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + E \tag{2.60}$$

Rezultă:

$$\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = \frac{\hat{U}_S \sin \omega t - E}{L} \tag{2.61}$$

Dioda intră în conducție la $\omega t = \alpha_0$, când:

$$u_S = \hat{U}_S \sin \alpha_0 = E \Rightarrow \alpha_0 = \arcsin \frac{E}{\hat{U}_S} \tag{2.62}$$

Curentul prin sarcină este:

$$i_d(\omega t) = \int_{\alpha_0}^{\omega t} \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}(\omega t)} \mathrm{d}(\omega t) = \int_{\alpha_0}^{\omega t} \frac{\hat{U}_S \sin \omega t - E}{\omega L} \mathrm{d}(\omega t)$$

$$i_d(\omega t) = \frac{1}{\omega L}\left[\hat{U}_S(\cos \alpha_0 - \cos \omega t) - E(\omega t - \alpha_0)\right]$$

$$i_d(\omega t) = \frac{\hat{U}_S}{\omega L}\left[(\cos \alpha_0 - \cos \omega t) - \frac{E}{\hat{U}_S}(\omega t - \alpha_0)\right] \tag{2.63}$$

Momentul valorii sale maxime se calculează cu ajutorul condiției:

$$\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = 0$$

și ecuației(2.61), scrise pentru $\omega t = \theta_m$.

Rezultă:

$$\sin \theta_m = \frac{E}{\hat{U}_S} \qquad \Rightarrow \theta_m = \pi - \alpha_0$$

Unghiul de conducție θ se obține din condiția:

$i_d(\alpha_0 + \theta) = 0$ și cu relația (2.63):

$$\frac{\hat{U}_S}{\omega L}\left[\cos \alpha_0 - \cos(\alpha_0 + \theta) - \frac{E}{\hat{U}_S}(\alpha_0 + \theta - \alpha_0)\right] = 0$$

Valoarea sa se poate calcula deci din ecuația:

$$\cos \alpha_0 - \cos(\alpha_0 + \theta) = \frac{E}{\hat{U}_S}\theta \Rightarrow \cos \alpha_0 - \cos(\alpha_0 + \theta) = (\sin \alpha_0) \cdot \theta$$

Formele de undă pentru tensiuni și curent sunt prezentate în fig. 2.21.

Ariile hașurate deasupra valorii E sunt compensate de către ariile hașurate care sunt sub valoarea E, căci valoarea medie a tensiunii la bornele inductanței L este nulă. Găsim pentru valoarea medie a tensiunii redresate :

$$\overline{U_d} = E \tag{2.65}$$

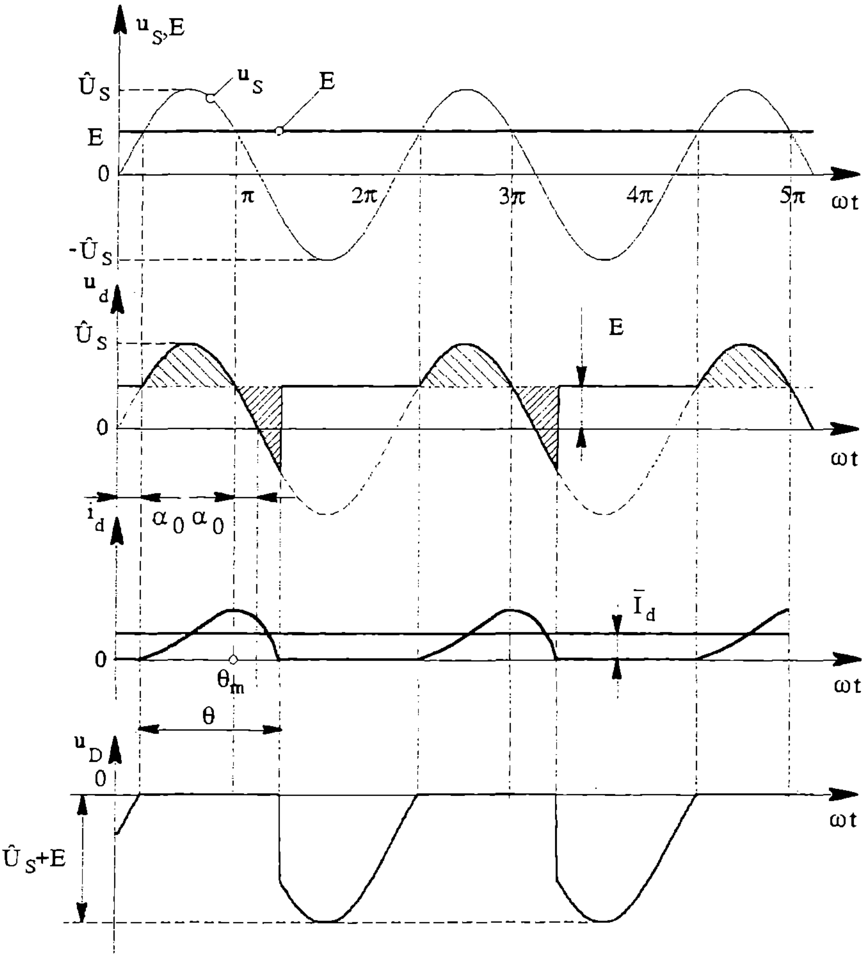


Fig. 2.21 Variații în timp pentru funcționarea cu sarcină LE.

Durata conducției θ a diodei depinde de E. Tot E impune și nivelul lui $\overline{U_d}$.

c) Sarcină RLE

Schema este prezentată în fig. 2.22.

Dioda D intră în conducție în momentul semialternanței pozitive a tensiunii u_s, când $u_S \geq E$:

$$\hat{U}_S \sin \alpha_0 = E \Rightarrow \alpha_0 = \arcsin \frac{E}{\hat{U}_S} \tag{2.66}$$

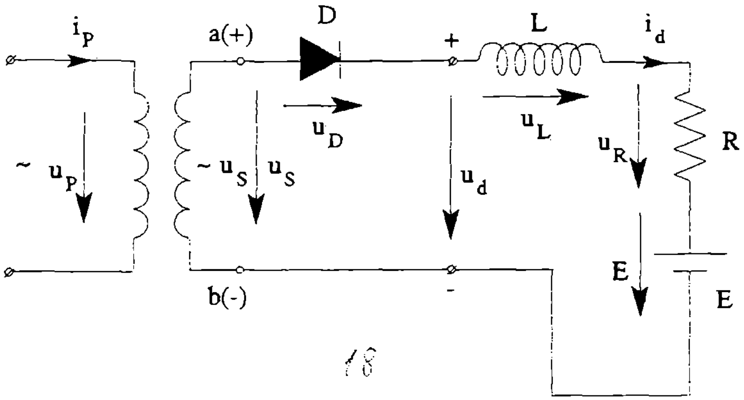


Fig. 2.22 Redresorul monoalternanță cu sarcină RLE.

Pentru acest interval de timp:

$$u_d = u_S = u_L + u_R + E \Rightarrow \hat{U}_S \sin \omega t = L\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + Ri_d + E \tag{2.67}$$

sau:

$$\hat{U}_S \sin \omega t - E = Ri_d + L\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} \tag{2.68}$$

Soluția ecuației (2.68) se scrie:

$$i_d = i_f + i_l = \frac{\hat{U}_S - E}{Z}\sin(\omega t - \varphi) + A\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}\omega t} \tag{2.69}$$

cu:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}\,; \quad \varphi = \arctan\frac{\omega L}{R}\,.$$

Constanta se determină plecând de la condiția inițială:

$$i_d(\alpha_0) = 0 \Rightarrow \text{ cu (2.69) } \Rightarrow A = \frac{\hat{U}_S - E}{Z}\sin(\alpha_0 - \varphi)\mathrm{e}^{\frac{R}{\omega L}\alpha_0} \tag{2.70}$$

Relația (2.69) devine:

$$i_d(\omega t) = \frac{\hat{U}_S - E}{Z}\left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin(\alpha_0 - \varphi)\mathrm{e}^{\frac{R}{L\omega}(\alpha_0 - \omega t)}\right] \tag{2.71}$$

Momentul în care i_d atinge valoarea maximă $\omega t' = \theta_m$ se obține din condiția $\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = 0$ înlocuită în relația (2.67):

$$\hat{U}_S \sin \theta_m = Ri_d + E \tag{2.72.a}$$

Acesta va fi deci momentul pentru care:

$$u_S = Ri_d + E \tag{2.72.b}$$

Durata de conducție θ se calculează înlocuind în (2.71) pe $i_d(\theta) = 0$:

$$\sin(\theta - \varphi) + \sin(\alpha_0 - \varphi)e^{\frac{R}{L\omega}(\alpha_0 - \theta)} = 0 \tag{2.73}$$

Formele de undă pentru funcționarea cu sarcină RLE sunt prezentate în fig. 2.23. Pe durata blocării diodei D, $u_d = E$.

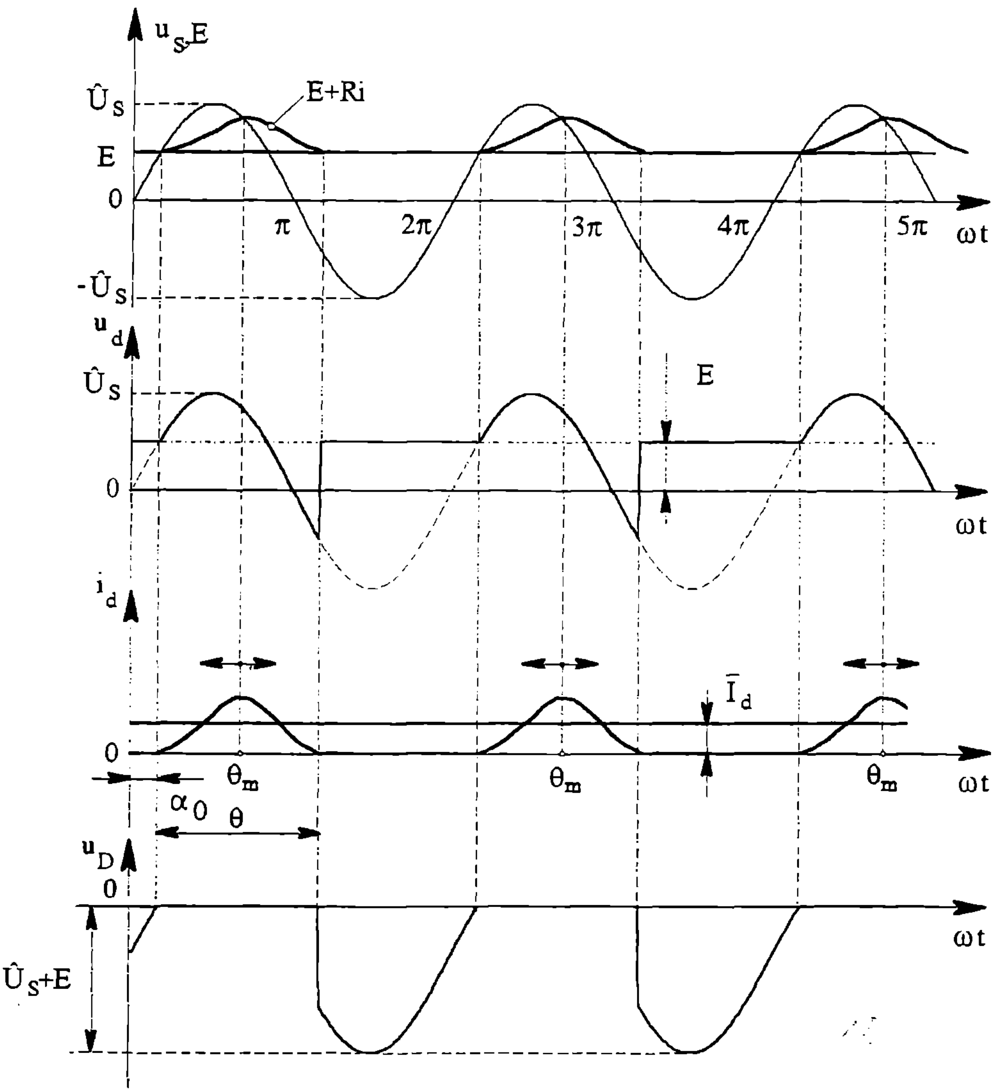


Fig. 2.23 Formele de undă pentru funcționarea cu sarcină RLE.

După cum arată relaţia (2.72.a), momentul θ_m, corespunzător valorii maxime a curentului i_d depinde de valoarea i_d.

Valoarea medie a tensiunii redresate este:

$$\overline{U}_d = R\overline{I}_d + E \qquad (2.74)$$

ea însăşi depinzând de valoarea $\overline{I}_d$ a curentului.

2.4.6 Concluzii

S-a studiat funcţionarea redresorului cu mai multe tipuri de sarcină.

Efectul inductanţei legate în serie cu sarcina rezistivă este creşterea unghiului de conducţie al diodei şi diminuarea ondulaţiei curentului i_d şi a valorii medii a tensiunii $\overline{U}_d$.

Prezenţa diodei de regim liber DRL la ieşirea redresorului împiedică tensiunea u_d să ia valori instantanee negative şi, în anumite condiţii, poate elimina conducţia discontinuă.

Un condensator în paralel cu sarcina R micşorează unghiul de conducţie al diodei şi ondulaţia tensiunii redresate u_d. Prin urmare, valoarea medie $\overline{U}_d$ este superioară celei corespunzătoare cazului rezistiv.

Prezenţa unei tensiuni electromotoare E în circuitul de sarcină măreşte tensiunea inversă aplicată diodei. În cazul sarcinii RLE, valoarea $\overline{U}_d$ a tensiunii redresate depinde de curentul $\overline{I}_d$ şi de tensiunea E.

Aceste concluzii sunt general valabile şi pentru alte tipuri de redresoare funcţionând cu sarcini identice. Tabelul 2.2 prezintă formele de undă şi relaţiile de calcul pentru un redresor monofazat bialternanţă cu punct median, având schema din fig. 2.24.

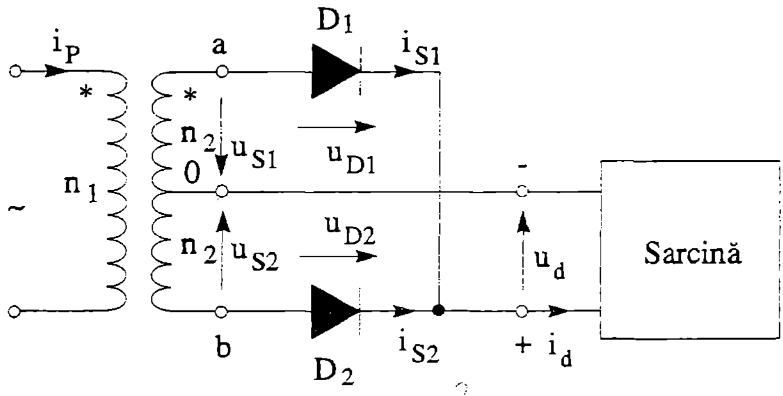
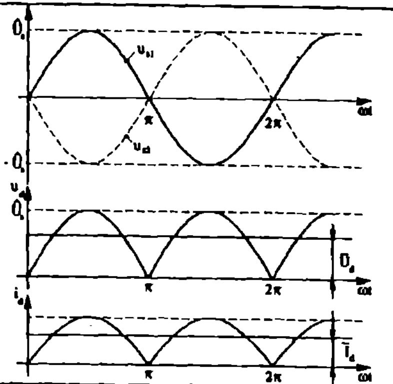
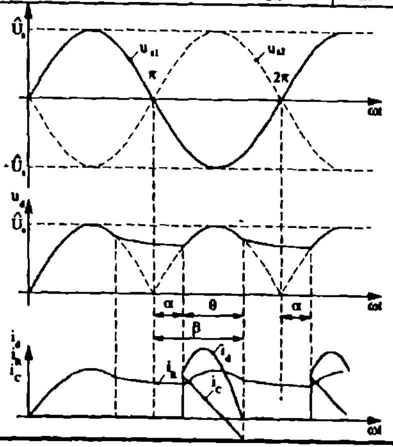


Fig. 2.24 Redresor monofazat bialternanţă cu punct median.

2.5 Funcţionarea cu sarcină normală ($L\omega >> R$)

Experienţa arată că redresoarele alimentează de cele mai multe ori sarcini având un caracter puternic inductiv. Din această cauză, studiul redresoarelor se simplifică dacă se consideră funcţionarea lor cu această sarcină tip, numită sarcină normală.

Tabelul 2.2 **Formele de undă pentru schema din fig.2.24**

Tipul sarcinii	Forme de undă	Caracteristici
R		$\overline{U}_d = \frac{2\hat{U}_S}{\pi}$; $U_d = \frac{\hat{U}_S}{\sqrt{2}}$; $U_{\sim} = 0{,}307\hat{U}_S$; $k_f = 1{,}11$; $k_v = 0{,}482$; $\overline{I}_d = \frac{2\hat{U}_S}{\pi R} = \frac{2}{\pi}\hat{I}_S$; $I_d = \frac{\hat{U}_S}{\sqrt{2}R}$; $u_d = \frac{4\hat{U}_S}{\pi}\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{3}\cos 2\omega t - \frac{1}{15}\cos 4\omega t - \frac{1}{35}\cos 6\omega t - \ldots\right)$ $I_{S1} = I_{S2} = I_S = 0{,}785\overline{I}_d$; $I_P = \frac{n_2}{n_1}1{,}11\overline{I}_d$; $U_S = 1{,}11\overline{U}_d$; $U_P = \frac{n_1}{n_2}1{,}11\overline{U}_d$; $S_S = 1{,}73P_{d0}$; $S_P = 1{,}23P_{d0}$; $S_t = 1{,}48P_{d0}$; $f_{PS} = 0{,}578$; $f_{PP} = 0{,}813$
RC paralel		$\beta = \pi - \mathrm{arctg}(RC\omega)$; $\beta \in (90° + 180°)$; $\theta = \beta - \alpha$; $\overline{U}_d = \frac{\hat{U}_S}{\pi}\left[2\sin\frac{2\alpha+\theta}{2}\sin\frac{\theta}{2} - RC\omega\left(e^{-\frac{\pi-\theta}{RC\omega}} - 1\right)\sin(\alpha+\theta)\right]$; $\overline{I}_R = \frac{\overline{U}_d}{R}$; $i_d = \hat{U}_S\sqrt{\frac{1}{R^2} + (\omega C)^2}\,\sin(\omega t + \varphi)$; $\varphi = \mathrm{arctg}RC\omega$

Sarcina normală este o sarcină rezistiv-inductivă RL serie, cu caracter puternic inductiv $(\omega L >> R)$. Pentru o asemenea sarcină, curentul redresat $\overline{I}_d$ este presupus perfect neted $\overline{I}_d = \text{const}$.

Ipoteza sarcinii normale permite studiul global al funcţionării redresoarelor şi evidenţierea principalelor lor caracteristici. Se adaugă deci această ipoteză celor date în subcapitolul 2.1.

2.6 Tensiunea redresată la borne: în gol $\overline{U}_{d0}$ şi în sarcină $\overline{U}_d$

Regimul de funcţionare în gol al unui redresor (fig. 2.25) are un sens mai larg: el semnifică funcţionarea cu sarcină normală cu un curent $\overline{I}_d$ având o valoare suficient de mică încât comutaţia să poată fi considerată ca fiind ideală (vezi subcapitolul 2.3) şi pierderile nule în semiconductori. Valoarea medie a tensiunii la bornele redresorului $\overline{U}_{d0}$ este numită tensiune redresată în gol. Tensiunea la borne în sarcină $\overline{U}_d$ este inferioară valorii $\overline{U}_{d0}$ şi are ca expresie:

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d0} - \overline{U}_\mu - \overline{U}_r, \quad \text{pentru redresoarele necomandate} \tag{2.75}$$

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d0} - \overline{U}_\alpha - \overline{U}_\mu - \overline{U}_r, \quad \text{pentru redresoarele comandate} \tag{2.76}$$

cu:

$\overline{U}_\mu$ -căderea de tensiune reactivă datorită comutaţiei;
$\overline{U}_r$ -căderea de tensiune datorită elementelor cu caracter rezistiv;
$\overline{U}_\alpha$ -scădere datorită comenzii redresorului.

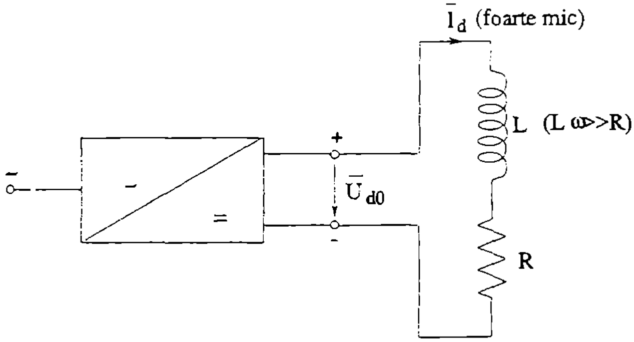


Fig. 2.25 Semnificaţia lui $\overline{U}_{d0}$ şi $\overline{I}_d$.

Pentru redresoarele comandate se notează $\overline{U}_{d\alpha}$ diferenţa:

$$\overline{U}_{d0} - \overline{U}_\alpha = \overline{U}_{d\alpha} \tag{2.77}$$

$\overline{U}_{d\alpha}$ este tensiunea la borne în gol a redresorului comandat. Ea devine $\overline{U}_{d0}$ pentru un unghi de comandă egal cu zero, caz corespunzător redresorului necomandat.

Tensiunile $\overline{U}_\mu$ şi $\overline{U}_r$ sunt în funcţie de valoarea curentului de sarcină $\overline{I}_d$ şi vor fi calculate ulterior.

Tensiunea $\overline{U}_{d0}$ va fi calculată cu ocazia unui studiu al redresoarelor necomandate. Partea de forţă este aceeaşi din punct de vedere al schemei electrice (pentru redresoarele comandate şi necomandate), diferenţa fiind legată de dispozitivele semiconductoare utilizate: diode (pentru redresoare necomandate) şi tiristoare (pentru redresoare comandate).

2.7 Redresoare necomandate

Studiul redresoarelor necomandate se poate face după unul din criteriile de clasificare menţionate în subcapitolul 2.1. S-a ales primul criteriu: clasificarea în redresoare monofazate şi trifazate. Chiar dacă el prezintă dezavantajul de a nu pune în evidenţă relaţiile general valabile pentru redresoarele de acelaşi tip (a se vedea criteriul 4), ne pare mai simplă o astfel de abordare pentru utilizator, care doreşte să găsească caracteristicile unei anumite scheme.

Pentru fiecare schemă se va preciza apartenenţa ei conform criteriului 4 şi apoi se vor generaliza principalele relaţii de calcul.

2.7.1 Redresoare monofazate

Redresoarele monofazate se clasifică în:

- redresoare monoalternanţă;
- redresoare bialternanţă (dublă alternanţă).

Redresorul monoalternanţă a fost studiat în subcapitolul 2.4.

Formele de undă pentru funcţionarea cu sarcină normală sunt date în fig. 2.14 (pentru cazul cu DRL).

Redresoarele bialternanţă utilizate sunt:

- redresorul cu punct median (fig. 2.24);
- redresorul în punte (numit şi "în punte Graëtz"-fig. 2.26)

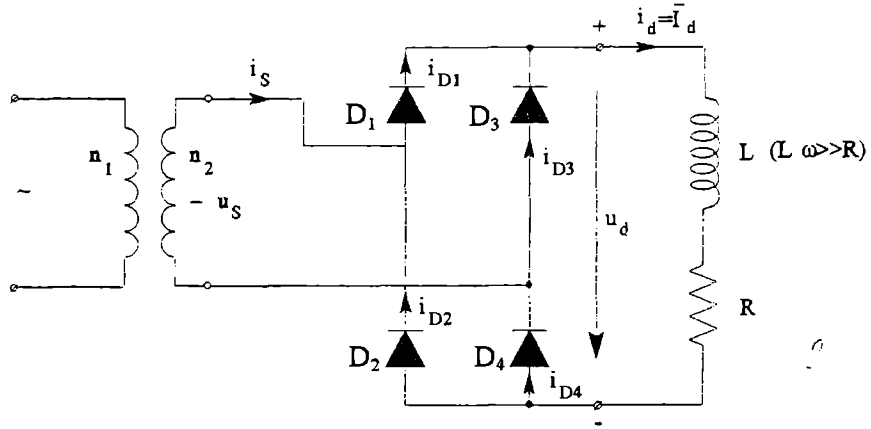


Fig. 2.26 Redresorul monofazat în punte.

Redresorul cu punct median (fig. 2.24) face parte din categoria redresoarelor de tip paralel (simboluri: francez:P2; german: M2).

El are o celulă de comutație cu două căi: q=2; S_c=1.

Transformatorul cu punct median furnizează în secundar două tensiuni, u_{s1} și u_{s2}, defazate cu π.

$$u_{S1} = \hat{U}_S \sin \omega t;\ u_{S2} = \hat{U}_S \sin(\omega t - \pi) \tag{2.78}$$

Pe durata semialternanței pozitive a lui u_{s1}, D_1 este în conducție și D_2 este blocată. În timpul semialternanței pozitive a lui u_{s2}, D_2 conduce și D_1 este blocată (vezi tabelul 2.2-sarcină R). Formele de undă cu sarcină rezistivă R și sarcină RC paralel, precum și câteva mărimi caracteristice sunt date în tabelul 2.2.

Efectul creșterii inductivității L serie până la valoarea corespunzătoare unei sarcini "normale", asupra curentului redresat $\bar{I}_d$, este prezentat în fig. 2.27.

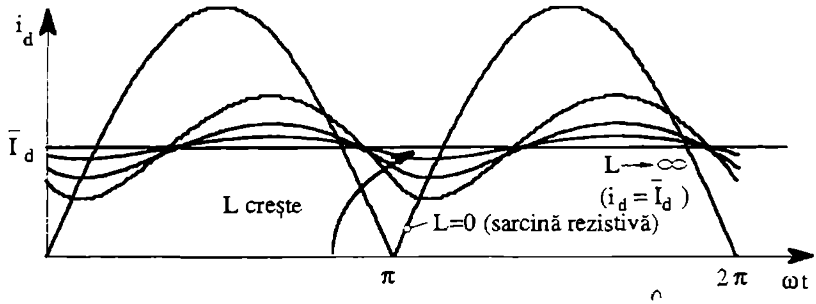


Fig. 2.27 Efectul creșterii lui L.

Formele de undă pentru funcționarea redresorului cu punct median cu sarcină normală sunt date în fig. 2.28. Conform tabelului 1.1, linia 3:

$$I_{S1} = I_{S2} = I_S = \frac{\bar{I}_d}{\sqrt{2}} = 0,707\bar{I}_d;\ \bar{I}_S = \frac{\bar{I}_d}{2} \tag{2.78}$$

Ecuația solenațiilor dă: $i_P = \frac{n_2}{n_1} 2 \frac{\hat{U}_S}{R} \sin \omega t$, de unde:

$$I_P = \frac{n_2}{n_1} \hat{I}_S = \frac{n_2}{n_1} \bar{I}_d \tag{2.79}$$

Puterile pentru transformator vor fi:

$$S_S = 2U_S I_S = 2 \cdot 1,11\overline{U}_d \cdot 0,707\bar{I}_d = 1,57P_{d0} \tag{2.80}$$

$$S_P = U_P I_P = \frac{n_1}{n_2} \cdot 1,11\overline{U}_d \cdot \frac{n_2}{n_1} \bar{I}_d = 1,11P_{d0} \tag{2.81}$$

$$S_t = \frac{S_S + S_P}{2} = 1,34P_{d0} \tag{2.82}$$

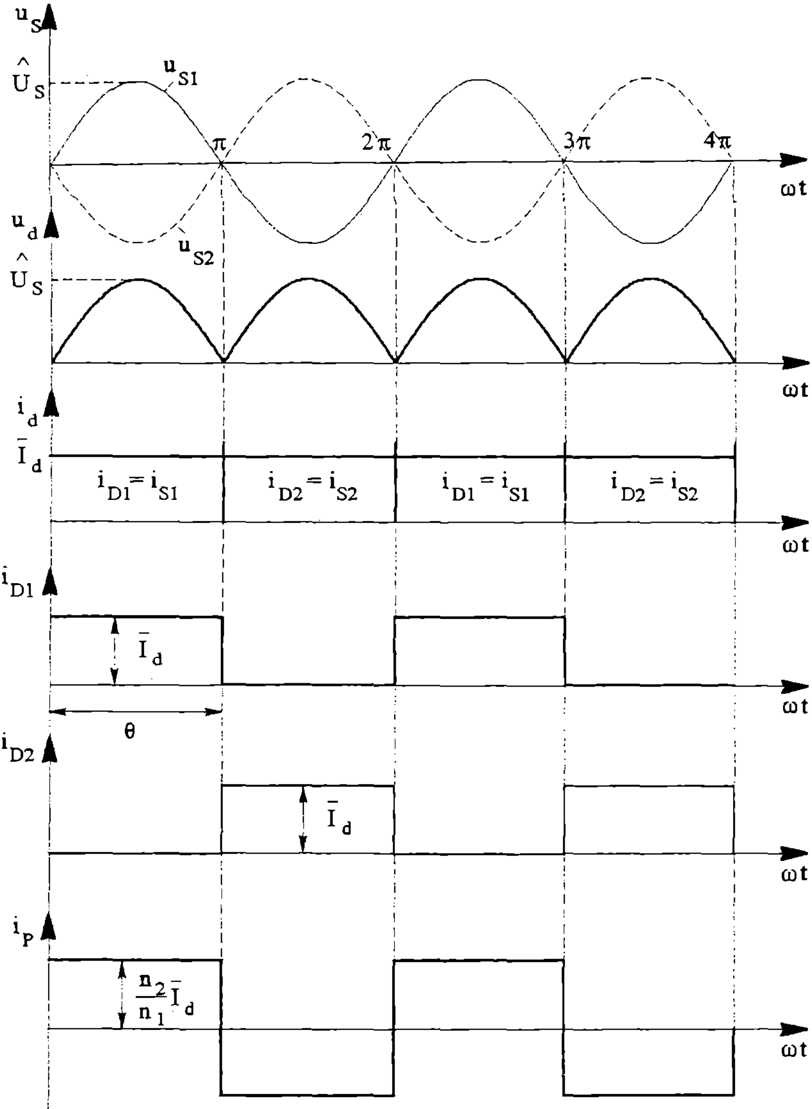


Fig. 2.28 Funcționarea cu sarcină normală a redresorului monofazat cu punct median (P2; M2).

și:

$$f_{PS} = \frac{1}{c_S} = \frac{1}{1{,}57} = 0{,}637;\; f_{PP} = \frac{1}{c_P} = \frac{1}{1{,}11} = 0{,}9009 \qquad (2.83)$$

Dacă se compară cu rezultatele din tabelul 2.2 pentru sarcina rezistivă, se constată că, pentru o sarcină normală, puterea aparentă este inferioară cu aproximativ 9%.

În cele două cazuri, înfășurările primară și secundară trebuie dimensionate la puteri superioare lui P_{d0}.

Redresorul în punte este de tip paralel-dublu (simboluri: francez PD2, german B2), dacă se consideră existența unui punct median fictiv la transformator (fig. 2.29-în comparație cu fig. 2.26)

Deci, el poate fi văzut ca fiind format din două celule de comutație (D_1, D_3) și (D_2, D_4) cu punct median, adică q=2; S_c=2.

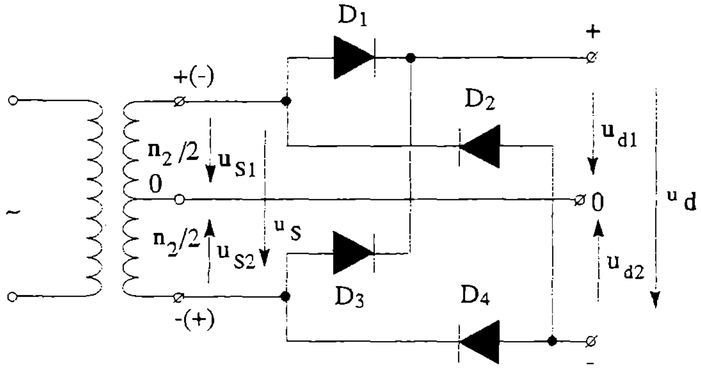


Fig. 2.29 Redresorul monofazat în punte considerat ca asociere a două redresoare monofazate cu punct median.

Conductorul legat la punctul median dispare, deoarece prin el curentul este nul, de unde și schema din fig. 2.26. În fiecare moment, două diode vor fi în stare de conducție sau blocate, fiecare aparținând uneia dintre cele două celule de comutație. Astfel, sunt simultan în conducție D_1 și D_4 sau D_2 și D_3. Formele de undă pentru funcționarea cu sarcină normală sunt prezentate în fig. 2.30.

Dacă se examinează figurile 2.28 și 2.30, se observă că formele de undă sunt identice, dar, la redresorul cu punct median, fiecare jumătate a înfășurării secundare ($2n_2$ - fig. 2.24) este parcursă de curent, pe rând, câte o semialternanță.

Ținând cont de alura formelor de undă din fig. 2.30 și de relațiile din tabelul 1.1, linia 6, rezultă (a se compara cu relațiile (2.78)...(2.83)):

$$I_S = \bar{I}_d \tag{2.84}$$

$$I_P = \frac{n_2}{n_1} I_S = \frac{n_2}{n_1} \bar{I}_d \tag{2.85}$$

$$S_S = U_S I_S = 1,11 \bar{U}_d \bar{I}_d = 1,11 P_{d0} \tag{2.86}$$

$$S_P = U_P I_P = \frac{n_1}{n_2} 1,11 \bar{U}_d \frac{n_2}{n_1} \bar{I}_d = 1,11 \bar{U}_d \bar{I}_d = 1,11 P_{d0} \tag{2.87}$$

$$S_t = \frac{S_S + S_P}{2} = 1,11 P_{d0} \tag{2.88}$$

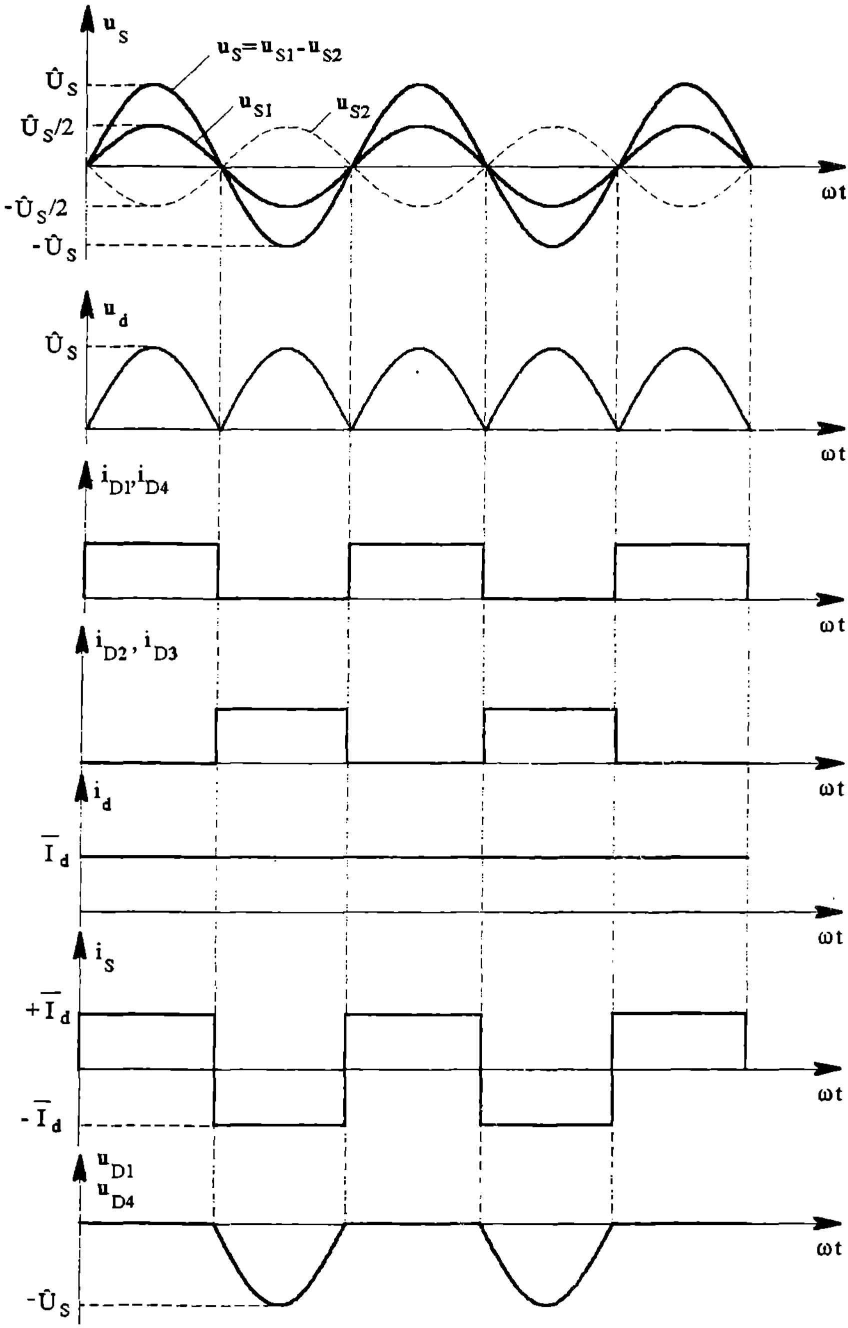


Fig. 2.30 Evoluția tensiunilor și curenților în cazul redresorului monofazat în punte (PD2, B2) la funcționare cu sarcină normală.

$$f_{PS} = f_{PP} = \frac{1}{1,1[illegible]} = 0,[illegible] \tag{2.90}$$

Pentru funcționarea cu sarcină [illegible]tivă se obține (a se compara cu tabelul 2.2-sarcină R):

$$I_S = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\bar{I}_d = 1,11\bar{I}_d;\ I_P = \frac{n_2}{n_1}I_S = \frac{n_2}{n_1}1,11\bar{I}_d \tag{2.91}$$

$$S_S = U_S I_S = 1,11\bar{U}_d \cdot 1,11\bar{I}_d = 1,23P_{d0} \tag{2.92}$$

$$S_P = U_P I_P = \frac{n_2}{n_1}1,11\bar{U}_d \frac{n_2}{n_1}1,11\bar{I}_d = 1,23P_{d0} \tag{2.93}$$

$$S_t = \frac{S_S + S_P}{2} = 1,23P_{d0} \tag{2.94}$$

$$c_S = c_P = c_t = 1,23 \tag{2.95}$$

$$f_{PS} = f_{PP} = \frac{1}{1,23} = 0,813 \tag{2.96}$$

Schema în punte poate fi alimentată și direct de la rețea, prin intermediul reactanțelor de limitare, dacă tensiunea $\bar{U}_d$ obținută convine utilizatorului.

2.7.2 Concluzii asupra redresoarelor monofazate

Dacă se compară caracteristicile obținute pentru redresoarele monofazate funcționând cu același tip de sarcină, concluziile de mai jos sunt evidente:

- performanțele redresorului monofazat mono-alternanță sunt mai scăzute; practic, el nu este decât foarte rar utilizat;
- redresorul bialternanță în punte este cel mai bun (vezi fig. 2.24 și 2.26);
- pentru aceeași tensiune secundară a transformatorului tensiunea redresată $\bar{U}_d$ obținută este de două ori mai mare;
- pentru aceeași tensiune redresată $\bar{U}_d$ furnizată la iesire, tensiunea inversă maximă pe diodă este de două ori mai mică;
- puterile aparente ale transformatorului sunt inferioare.

Cu toate acestea, costul redresorului în punte poate fi superior celui cu punct median, deoarece el utilizează 4 diode în loc de 2.

Aceasta depinde de raportul cost diode/cost transformator.

Redresorul cu punct median este utilizat pentru tensiuni $\bar{U}_d$ de ieșire de valoare scăzută și curenți nominali ridicați, când căderea de tensiune pe două diode în serie, care apare la redresorul în punte, este importantă în raport cu tensiunea $\bar{U}_d$.

Redresorul monofazat cel mai utilizat este redresorul în punte.

Valorile medii ale tensiunilor în gol $\overline{U}_{d0}$ furnizate de către redresoarele monofazate sunt:

– pentru redresoarele mono-alternanță:

$$\overline{U}_{d0} = \frac{\hat{U}_S}{\pi} \tag{2.97}$$

– pentru redresoarele bialternanță cu punct median:

$$\overline{U}_{d0} = \frac{\hat{U}_S}{\pi} \tag{2.98}$$

– pentru redresorul bialternanță în punte:

$$\overline{U}_{d0} = \frac{2\hat{U}_S}{\pi} \tag{2.99}$$

unde $\hat{U}_S$ este valoarea de vârf a tensiunii totale secundare.

2.7.3 Redresoarele trifazate

După cum s-a arătat mai înainte, redresoarele trifazate sunt studiate ca funcționând cu sarcină normală și comutație instantanee.

Raportul de transformare r al transformatorului este presupus ca fiind egal cu 1.

În cazurile practice $r \neq 1$, mărimile primare sunt obținute în funcție de cuplajul utilizat, ținând cont de rapoartele de transformare date în tabelul 2.1.

2.7.3.1 Redresorul cu punct median

Redresorul cu punct median este un redresor de tip paralel (simboluri: francez P3, german M3).

Schema sa este prezentată în fig. 2.31. Primarul poate fi în stea sau în triunghi.

El conține o celulă de comutație cu trei căi: S_C=1, q=3.

Tensiunile secundare pe faze sunt:

$$u_{an} = \hat{U}_S \sin \omega t\,;\; u_{bn} = \hat{U}_S \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);\; u_{cn} = \hat{U}_S \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \tag{2.100}$$

Diodele D_1, D_2, D_3 au catozii legați.

În fiecare moment, o singură diodă este în conducție, cea care are anodul la potențialul pozitiv cel mai ridicat.

Dioda în conducție transmite la ieșire potențialul fazei sale încât celelalte două diode vor fi blocate.

Comutația se realizează în punctele de comutație naturale D, E, F.

Alura tensiunii redresate u_d este dată de înfășurătoarea pozitivă a tensiunilor de fază.

Formele de undă sunt ilustrate în fig. 2.32.

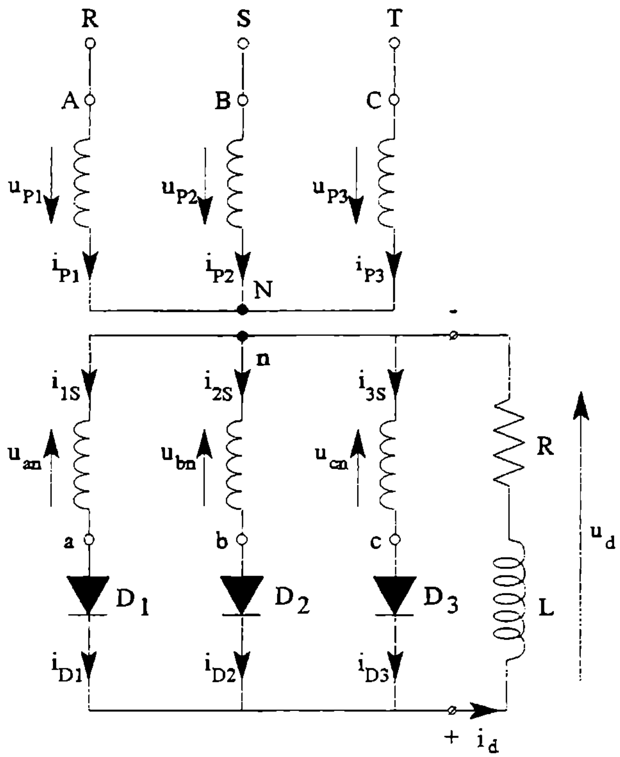


Fig. 2.31 Redresorul trifazat cu punct median.

Tensiunea inversă pe o diodă blocată este tensiunea între două faze. De exemplu, dacă D_1 este blocată, când D_2 este în conducție, ea va suporta tensiunea inversă u_{ab}. În consecință, tensiunea inversă maximă aplicată diodelor este:

$$\hat{U}_R = \sqrt{3}\hat{U}_S \tag{2.101}$$

Durata de conducție a unei diode este $\theta = 120°$. După formele de undă obținute în fig. 2.32, cu relațiile din tabelul 1.1, se obține:

$$v = 3 \Longrightarrow \bar{I}_{1S} = \bar{I}_{2S} = \bar{I}_{3S} = \bar{I}_{D1} = \bar{I}_{D2} = \bar{I}_{D3} = \frac{\bar{I}_d}{3} \tag{2.102}$$

$$I_{1S} = I_{2S} = I_{3S} = I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = \frac{\bar{I}_d}{\sqrt{3}} = 0,58\bar{I}_d \tag{2.103}$$

$$i_{kS}(\omega t) = i_{Dk}(\omega t) = \frac{\bar{I}_d}{3}\left[1 + 2\left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\cos\omega t + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\omega t - \right.\right.$$
$$\left.\left. -\frac{3\sqrt{3}}{8\pi}\cos 4\omega t - \frac{3\sqrt{3}}{10\pi}\cos 5\omega t + \ldots\right)\right] \quad k = 1,2,3\ldots \tag{2.104}$$

$$p=3 \Rightarrow \overline{U}_d=\overline{U}_{d0}=\hat{U}_S\frac{3}{\pi}\sin\frac{\pi}{3}=\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\hat{U}_S=1,168U_S \tag{2.105}$$

$$U_d=U_{d0}=\hat{U}_S\sqrt{\frac{1}{2}+\frac{3}{4\pi}\sin\frac{2\pi}{3}}=0,8406\hat{U}_S=1,188U_S \tag{2.106}$$

$$u_d(\omega t)=\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\hat{U}_S\left(1+\frac{2}{8}\cos 3\omega t-\frac{2}{35}\cos 6\omega t+\frac{2}{80}\cos 9\omega t-\dots\right) \tag{2.107}$$

$$U_{\sim}=0,22U_S;\ f_F=1,017;\ f_M=0,187 \tag{2.108}$$

Curentul secundar are valoarea medie $\frac{\overline{I}_d}{3}$ ce nu poate fi echilibrată de către curentul primar, care trebuie să fie alternativ.

Este deci necesar ca aria alternanței sale negative, care durează $2\times120°$, să fie egală cu aria alternanței pozitive, care durează 120°.

În consecință, când curentul unei faze secundare este $\overline{I}_d$, în primarul aceleiași faze curentul este $\frac{2}{3}\overline{I}_d$; când faza secundară nu este parcursă de nici un curent, curentul în faza primară corespondentă este $-\frac{\overline{I}_d}{3}$ (fig. 2.32).

Cu ajutorul formulelor din tabelul 1.1, linia 5, se obține:

$$I_{Pk}=I_P=\frac{\sqrt{2}}{3}\overline{I}_d=0,471\overline{I}_d \tag{2.109}$$

$$i_{Pk}(\omega t)=\frac{\sqrt{3}}{\pi}\overline{I}_d\left(\cos\omega t+\frac{1}{2}\cos 2\omega t-\frac{1}{4}\cos 4\omega t+\dots\right) \tag{2.110}$$

Relația (2.105) dă:

$$U_S=0,855\overline{U}_d \text{ și pentru } r=1\Rightarrow U_P=U_S=0,855\overline{U}_d \tag{2.111}$$

Puterile aparente de calcul pentru transformator sunt:

$$S_S=3U_S\cdot I_{kS}=3\cdot 0,855\overline{U}_d\cdot 0,58\overline{I}_d=1,48P_{d0} \tag{2.112}$$

$$S_P=3U_{Pk}\cdot I_{Pk}=3\cdot 0,855\overline{U}_d\cdot 0,471\overline{I}_d=1,21P_{d0} \tag{2.113}$$

$$S_t=\frac{S_S+S_P}{2}=1,35P_{d0} \tag{2.114}$$

$$f_{PS}=\frac{1}{1,48}=0,675;\ f_{PP}=\frac{1}{1,21}=0,826 \tag{2.115}$$

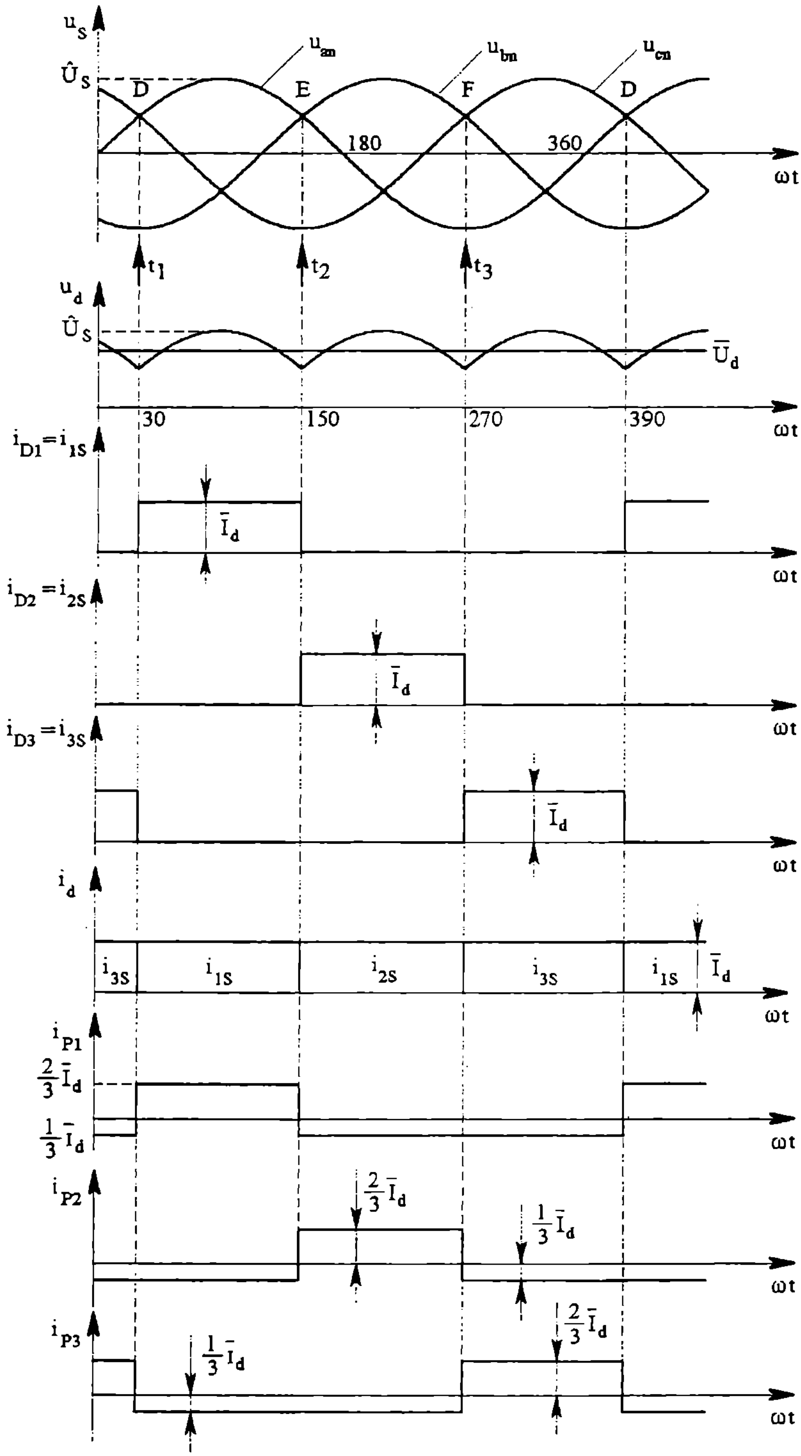


Fig. 2.32 Evoluția tensiunilor și curenților în cazul redresorului trifazat cu punct median (P3,M3).

Montajul redresor cu punct median prezintă un dezechilibru de excitație pentru cuplajul Yy0, care determină tensiuni nesinusoidale în primar și în secundar. Tensiunile nesinusoidale redevin sinusoidale dacă primarul este în triunghi (Dy11-fig. 2.33). Relațiile stabilite (2.109)...(2.111) rămân valabile pentru tensiunile u_{pk} și curenții i_{pk}.

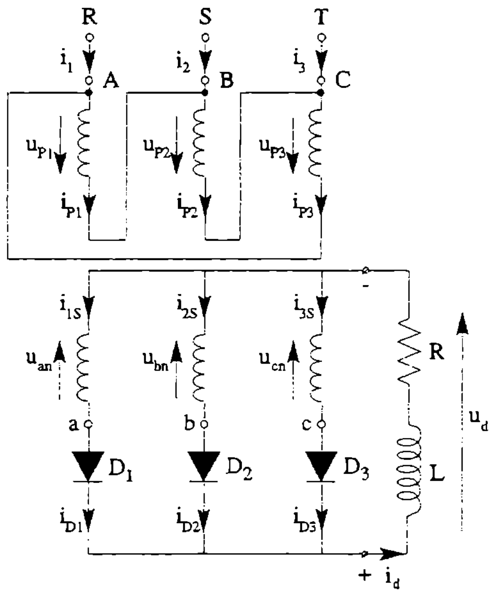


Fig. 2.33 Cuplajul Dy.

Curenții de linie sunt:

$$i_1 = i_{P1} - i_{P3};\ i_2 = i_{P2} - i_{P1};\ i_3 = i_{P3} - i_{P2} \tag{2.116}$$

și:

$$I_l = I_1 = I_2 = I_3 = \sqrt{3} I_P = \sqrt{3}\frac{\sqrt{2}}{3}\bar{I}_d = \sqrt{\frac{2}{3}}\bar{I}_d = 0{,}815\bar{I}_d \tag{2.117}$$

Puterile aparente își păstrează valorile (2.112)...(2.114).

2.7.3.2 Redresorul în stea hexafazată cu punct median

Redresorul în stea hexafazată cu punct median este un redresor de tip paralel (simboluri: francez P6, german M6). Schema sa este prezentată fig. 2.34. El conține o celulă de comutație cu 6 căi de curent: S_C=1; q=6.

Tensiunile furnizate de secundarul hexafazat sunt:

$$\begin{gathered} u_{an} = \hat{U}_S \sin\omega t;\ u_{bn} = \hat{U}_S \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);\ u_{cn} = \hat{U}_S \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ u'_{an} = \hat{U}_S \sin(\omega t - \pi);\ u'_{bn} = \hat{U}_S \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \pi\right);\ u'_{cn} = \hat{U}_S \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \pi\right) \end{gathered} \tag{2.118}$$

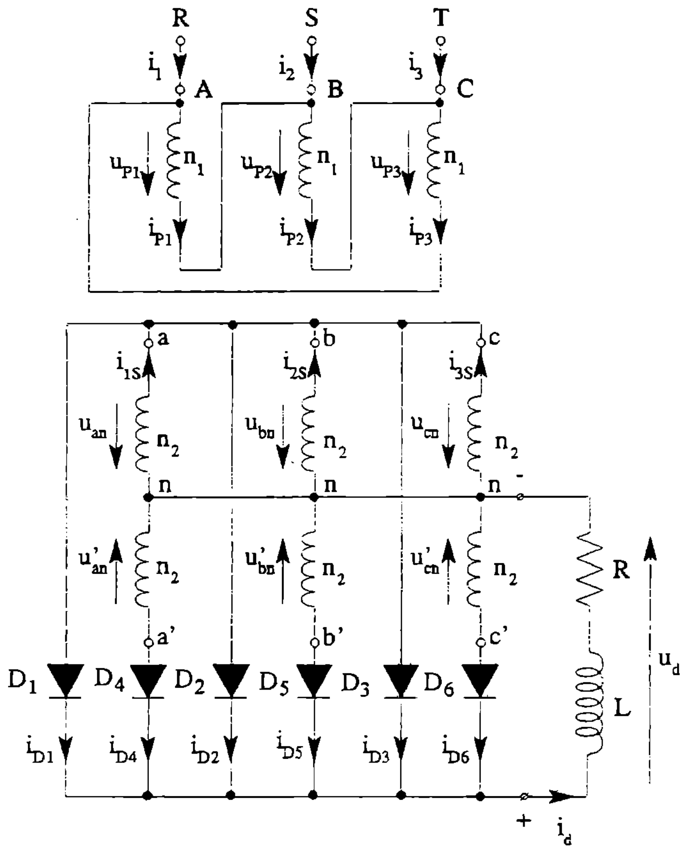


Fig. 2.34 Redresorul în stea hexafazată cu punct median.

Catozii diodelor sunt legați și deci, în orice moment conduce o singură diodă, aceea care are anodul la potențialul pozitiv cel mai ridicat.

Potențialul fazei sale va fi transmis la ieșire, încât celelalte diode vor fi blocate și tensiunea redresă u_d va rezulta ca fiind înfășurătoarea pozitivă a tensiunilor hexafazate.

Punctele de comutație naturale D, E, F, G, H, J sunt cele în care valoarea relativă a tensiunilor de fază ale sistemului hexafazat se schimbă.

Fig. 2.35 arată formele de undă pentru redresor. Unghiul de conducție al unei diode este $\theta = \dfrac{2\pi}{6}$.

Cu relațiile din tabelul 1.1, pentru formele de undă din fig. 2.35, se obține:

$$\nu = 6 \Rightarrow \bar{I}_{Dk} = \bar{I}_{kS} = \bar{I}_S = \frac{\bar{I}_d}{6};\ I_{Dk} = I_{kS} = I_S = \frac{\bar{I}_d}{\sqrt{6}} = 0,408\bar{I}_d \qquad (2.119)$$

cu $k = 1 \div 6$.

$$i_{Dk} = \frac{\bar{I}_d}{6}\left[1+2\left(\frac{3}{\pi}\cos\omega t+\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\cos 2\omega t+\frac{2}{\pi}\cos 3\omega t+\ldots\right)\right] \tag{2.120}$$

$$p=6 \implies \overline{U}_d=\overline{U}_{d0}=\hat{U}_S\frac{6}{\pi}\sin\frac{\pi}{6}=\frac{3}{\pi}\hat{U}_S=0,955\hat{U}_S=1,35U_S \tag{2.121}$$

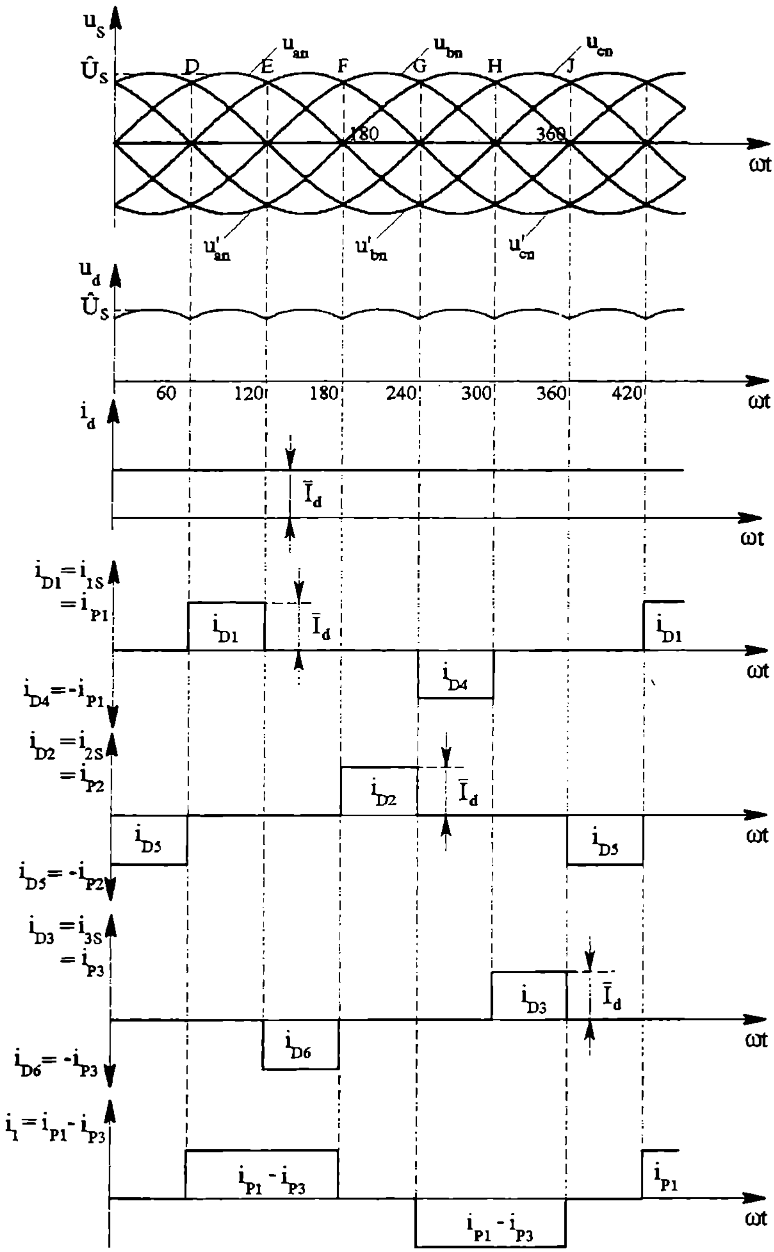


Fig. 2.35 Formele de undă pentru redresorul hexafazat cu punct median.

Primarul fiind în triunghi, curenții primari i_{p1}, i_{p2}, i_{p3} au aceeași formă cu cea a curenților secundari corespondenți. Ei asigură în orice moment echilibrul solenațiilor secundare.

Curenții de linie:

$$i_1 = i_{P1} - i_{P3};\ i_2 = i_{P2} - i_{P1};\ i_3 = i_{P3} - i_{P2} \tag{2.122}$$

au alura din fig. 2.35 și ținând seama de tabelul 1.1, linia 4:

$$I_{Pj} = I_P = \frac{\bar{I}_d}{\sqrt{3}} = 0,577\bar{I}_d \quad (j=1,2,3) \tag{2.123}$$

$$I_l = I_1 = I_2 = I_3 = \bar{I}_d\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,815\bar{I}_d \tag{2.124}$$

Pentru a calcula puterile aparente ale transformatorului trebuie, de asemenea, să se considere:

$$U_S = 0,74\overline{U}_d \text{ (rezultă din relația 2.121)}$$

$$U_P = U_S = 0,74\overline{U}_d \quad (r=1)$$

Astfel:

$$S_S = 6U_SI_S = 6\cdot 0,74\overline{U}_d\cdot 0,408\bar{I}_d = 1,81P_{d0} \tag{2.125}$$

$$S_P = 3U_PI_P = 3\cdot 0,74\overline{U}_d\cdot 0,577\bar{I}_d = 1,28P_{d0} \tag{2.126}$$

$$S_t = \frac{S_S + S_P}{2} = 1,55P_{d0} \tag{2.127}$$

$$c_S = 1,81;\ c_P = 1,28;\ c_t = 1,55 \tag{2.128}$$

$$f_{PS} = \frac{1}{1,81} = 0,55;\ f_{PP} = \frac{1}{1,28} = 0,78 \tag{2.129}$$

Dacă cuplajul primar este în stea, va apărea ca în schema P3 (M3) un dezechilibru de curent continuu. Aceste fenomene vor fi detaliate în paragraful următor.

2.7.3.3 Transformatoarele trifazate pentru scheme cu punct median. Calculul curenților primari

Se consideră un transformator trifazat cu trei coloane (fig. 2.36), având secundarul în stea.

Fluxul Φ_j apare dacă există o componentă continuă a curentului secundar. Φ_j trece prin aer și fierul cuvei transformatorului.

Se poate scrie:

$$\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = \Phi_j \tag{2.130}$$

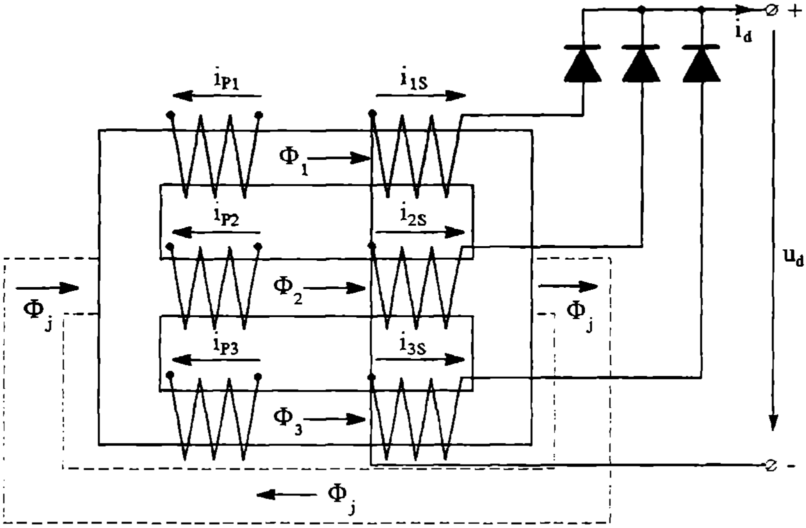


Fig. 2.36 Transformatorul trifazat

$$n(i_{P1} - i_{1S}) = \Re_{ms}\Phi_1 + \Re_{mj}\Phi_j \qquad (2.131.a)$$

$$n(i_{P2} - i_{2S}) = \Re_{ms}\Phi_2 + \Re_{mj}\Phi_j \qquad (2.131.b)$$

$$n(i_{P3} - i_{3S}) = \Re_{ms}\Phi_3 + \Re_{mj}\Phi_j \qquad (2.131.c)$$

cu: Φ_1, Φ_2, Φ_3-fluxurile în coloane;

Φ_j-fluxul corespunzător componentei continue a curentului secundar;

$\Re_{ms}$-reluctanța magnetică a unei coloane;

$\Re_{mj}$-reluctanța magnetică asociată fluxului Φ_j; $\Re_{mj} >> \Re_{ms}$

n-numărul de spire, același număr în primar și secundar.

Dacă se face suma relațiilor (2.131) ținând cont de (2.130) , rezultă:

$$n\sum_{i=1}^{3}(i_{Pi} - i_{iS}) = \Re_{ms}\Phi_j + 3\Re_{mj}\Phi_j, \text{ de unde:}$$

$$\Phi_j = \frac{n}{\Re_{ms} + 3\Re_{mj}}\sum_{i=1}^{3}(i_{Pi} - i_{iS}) \qquad (2.132)$$

Cu (2.132) relațiile (2.131) se pot pune sub forma:

$$\Re_{ms}\Phi_k = n\left[(i_{Pk} - i_{kS}) - \frac{\Re_{mj}}{\Re_{ms} + 3\Re_{mj}}\sum_{i=1}^{3}(i_{Pi} - i_{iS})\right] \qquad (2.133)$$

cu k=1,2,3.

Se neglijează curentul de magnetizare, $\Re_{ms} = 0$ și (2.133) devine:

$$0 = n\left[\left(i_{Pk} - i_{kS}\right) - \frac{\Re_{mj}}{\Re_{ms} + 3\Re_{mj}}\sum_{i=1}^{3}\left(i_{Pi} - i_{iS}\right)\right], \quad k=1,2,3$$

de unde:

$$i_{Pk} - i_{kS} = \frac{1}{3}\sum_{i=1}^{3}\left(i_{Pi} - i_{iS}\right) \quad k=1,2,3 \tag{2.134}$$

Relația de mai sus poate fi pusă de asemenea sub forma:

$$\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{P1} \\ i_{P2} \\ i_{P3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{1S} \\ i_{2S} \\ i_{3S} \end{bmatrix} \tag{2.135}$$

Relația (2.135) nu dă decât două ecuații independente pentru 3 curenți primari necunoscuți. A treia ecuație este dată de cuplajul primarului. Dacă curenții primari sunt calculați, ecuația (2.132) permite calculul fluxului Φ_j.

EXEMPLE:

a) Cuplaj Yy pentru redresorul cu punct median (fig. 2.31)

A treia ecuație este:

$$i_{P1} + i_{P2} + i_{P3} = 0 \tag{2.136}$$

Relația (2.134) devine cu ajutorul relației (2.136):

$$i_{Pk} = i_{kS} + \frac{1}{3}\left(i_{P1} + i_{P2} + i_{P3} - i_{1S} - i_{2S} - i_{3S}\right)$$
$$= i_{kS} - \frac{1}{3}\left(i_{1S} + i_{2S} + i_{3S}\right)$$

pentru k=1,2,3.

Pentru o sarcină normală, valorile curentului primar sunt:

*D_1 în conducție; D_2, D_3 blocate:

$$i_{1S} = \bar{I}_d;\; i_{2S} = i_{3S} = 0 \Rightarrow i_{P1} = \bar{I}_d - \frac{1}{3}\bar{I}_d = \frac{2}{3}\bar{I}_d \tag{2.137}$$

*D_1, D_3 blocate; D_2 în conducție:

$$i_{1S} = 0;\; i_{3S} = 0;\; i_{2S} = \bar{I}_d \Rightarrow i_{P1} = -\frac{1}{3}\bar{I}_d \tag{2.138}$$

*D_1, D_2 blocate; D_3 în conducție:

$$i_{1S} = 0;\; i_{2S} = 0;\; i_{3S} = \bar{I}_d \Rightarrow i_{P1} = -\frac{1}{3}\bar{I}_d \tag{2.139}$$

Valorile (2.137)÷(2.139) sunt cele care sunt reprezentate în fig. 2.32, unde au fost deduse printr-o altă metodă.

Dacă sarcina nu este normală:

$$i_{1S}+i_{2S}+i_{3S}=i_d \tag{2.140}$$

Valorile curenților din primar sunt:

$$i_{Pk}=i_{kS}-\frac{1}{3}i_d \tag{2.141}$$

Fluxul Φ_j rezultă din ecuația (2.132) considerând $R_{ms}=0$ și ținând cont de relația *(2.141)*:

$$\Phi_j=-\frac{n}{3\mathfrak{R}_{mj}}i_d \tag{2.142}$$

Aceste relații arată dezavantajele cuplajului Yy:

- dacă curentul redresat este ondulat (are variații în timp), fluxul Φ_j se va modifica în timp și va provoca încălzirea pieselor metalice vecine, care formează circuite electrice închise;
- pe fiecare coloană există solenații continue $n\frac{i_d}{3}$, care determină componente de curent continuu pentru fiecare flux Φ_k din coloană. În consecință, este necesară creșterea suprafeței de fier a coloanei pentru a se evita saturația.

Datorită acestor inconveniente, utilizarea acestui cuplaj este foarte rară.

b) Cuplajul Dy pentru redresorul cu punct median (fig. 2.33)

A treia ecuație este:

$$u_{P1}+u_{P2}+u_{P3}=0 \tag{2.143}$$

Dacă se neglijează dispersia și rezistențele:

$$\frac{d\Phi_1}{dt}+\frac{d\Phi_2}{dt}+\frac{d\Phi_3}{dt}=0$$

dar $$\Phi_1+\Phi_2+\Phi_3=\Phi_j \text{ de unde } \frac{d\Phi_j}{dt}=0 \Rightarrow \Phi_j=\text{constant} \tag{2.144}$$

Fluxul Φ_j va rămâne constant chiar dacă curentul i_d este pulsatoriu. Primul inconvenient al cuplajului anterior este deci eliminat.

Din ecuația (2.132) cu $\mathfrak{R}_{ms}=0$ și $\Phi_j=\text{constant}$, rezultă:

$$n\left(i_{Pk}-i_{kS}\right)=\text{constant}$$

sau:

$$i_{Pk}=i_{kS}+C \text{ pentru } k=1,2,3 \tag{2.145}$$

Valoarea constantei C se determină calculând media pe o perioadă.

Astfel:

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_{Pk}\mathrm{d}(\omega t)=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_{kS}\mathrm{d}(\omega t)+\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} C\mathrm{d}(\omega t) \tag{2.146}$$

şi ţinând cont că:

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_{Pk}\mathrm{d}(\omega t)=0 \quad \text{şi} \quad \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_{kS}\mathrm{d}(\omega t)=\frac{\bar{I}_d}{3} \tag{2.147}$$

Curentul din primar i_{p1} pentru o sarcină normală va fi:

*D_1 în conducţie; D_2, D_3 blocate:

$$i_{P1}=\bar{I}_d-\frac{\bar{I}_d}{3}=\frac{2}{3}\bar{I}_d \tag{2.148}$$

*D_1, D_3 blocate; D_2 în conducţie:

$$i_{P1}=0-\frac{\bar{I}_d}{3}=-\frac{\bar{I}_d}{3} \tag{2.149}$$

*D_1, D_2 blocate; D_3 în conducţie:

$$i_{P1}=0-\frac{\bar{I}_d}{3}=-\frac{\bar{I}_d}{3} \tag{2.150}$$

Cu:

$$\sum_{i=1}^{3}\left(i_{Pi}-i_{is}\right)=3\frac{\bar{I}_d}{3}=\bar{I}_d$$

$$\Phi_j=\frac{n}{3\mathfrak{R}_{mj}}\bar{I}_d \tag{2.151}$$

Fluxul Φ_j este constant deoarece depinde de $\bar{I}_d$.

Cuplajul Dy prezintă încă al doilea inconventient al cuplajului Yy. Acest inconvenient poate fi eliminat dacă cuplajul ales este Yz sau Dz (vezi tabelul 2.1)

2.7.3.4 Redresorul în punte

2.7.3.4.1 Redresorul în punte de tip paralel dublu

Schema redresorului în punte, având transformatorul cu secundarul în stea, este prezentată în fig. 2.37,a. Cuplajul poate fi de asemenea Dy (fig. 2.37,b). Simbolurile sale sunt PD3 (francez) sau B6 (german). Acesta este alcătuit din două celule de comutaţie cu punct median ($S_c=2$, q=3).

Dioda celulei "+" care are anodul la potenţialul pozitiv cel mai ridicat va conduce şi va transmite potenţialul fazei sale bornei P (borna "+"). Potenţialul bornei P urmăreşte înfăşurătoarea pozitivă a sistemului trifazat de tensiuni u_{an}, u_{bn}, u_{cn}. Asemanător, dioda celulei "-" care are catodul la potenţialul negativ cel mai coborât va conduce şi potenţialul bornei Q (borna "-") urmăreşte înfăşurătoarea negativă a sistemului trifazat de tensiuni u_{an}, u_{bn}, u_{cn}.

Comutațiile se fac în punctele naturale de comutație, care sunt punctele de intersecție ale tensiunilor, notate cu D, E și F pentru semialternanțele pozitive și cu G, H și J pentru semialternanțele negative (fig. 2.38).

Pentru fiecare celulă de comutație unghiul de conducție al diodei este de 120°. Tensiunea redresată se obține prin diferența de potențial între bornele P și Q.

$$u_d = v_P - v_Q \tag{2.152}$$

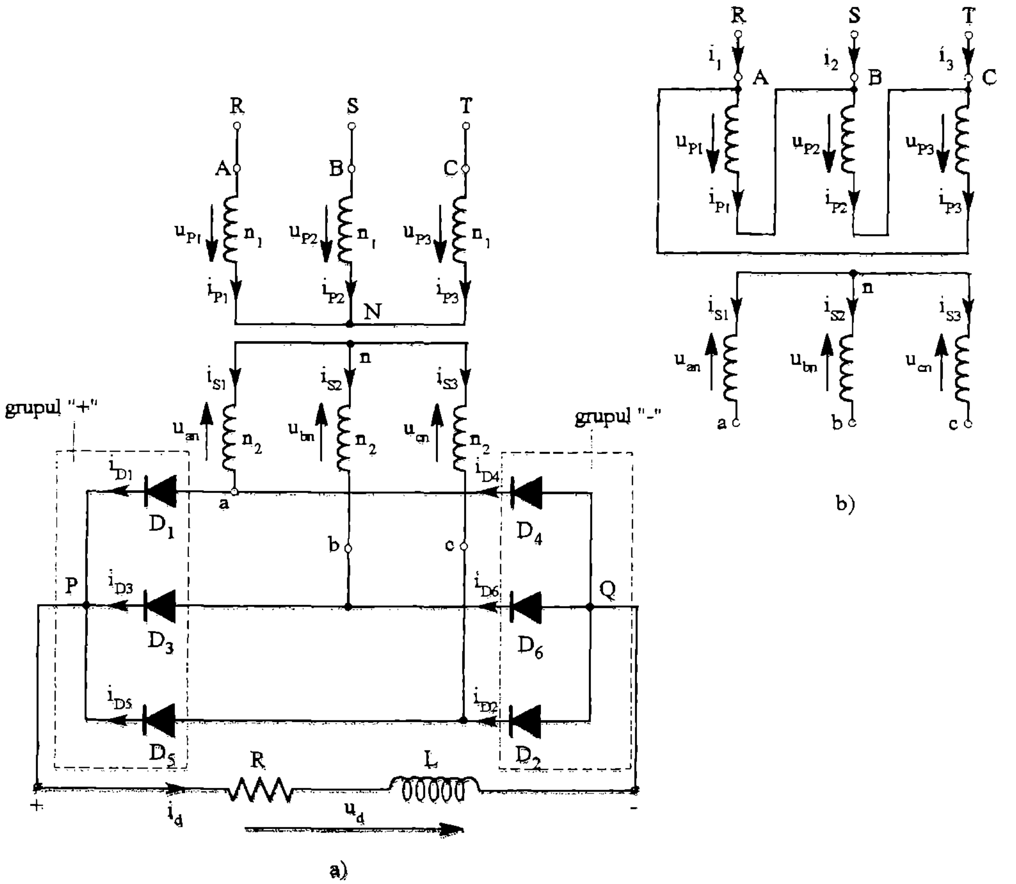


Fig. 2.37 Redresorul în punte de tip paralel dublu (PD3 sau B6).

La ieșirea redresorului se obține o tensiune redresată cu 6 pulsuri pe o perioadă T a rețelei, care are valoarea de vârf egală cu tensiunea dintre fazele secundare $\sqrt{3}\hat{U}_S$ (fig. 2.38).

În fig. 2.38 se prezintă formele de undă.

Valoarea maximă a tensiunii inverse la bornele unei diode este:

$$\hat{U}_R = \sqrt{3}\hat{U}_S = 1,04\overline{U}_d \tag{2.153}$$

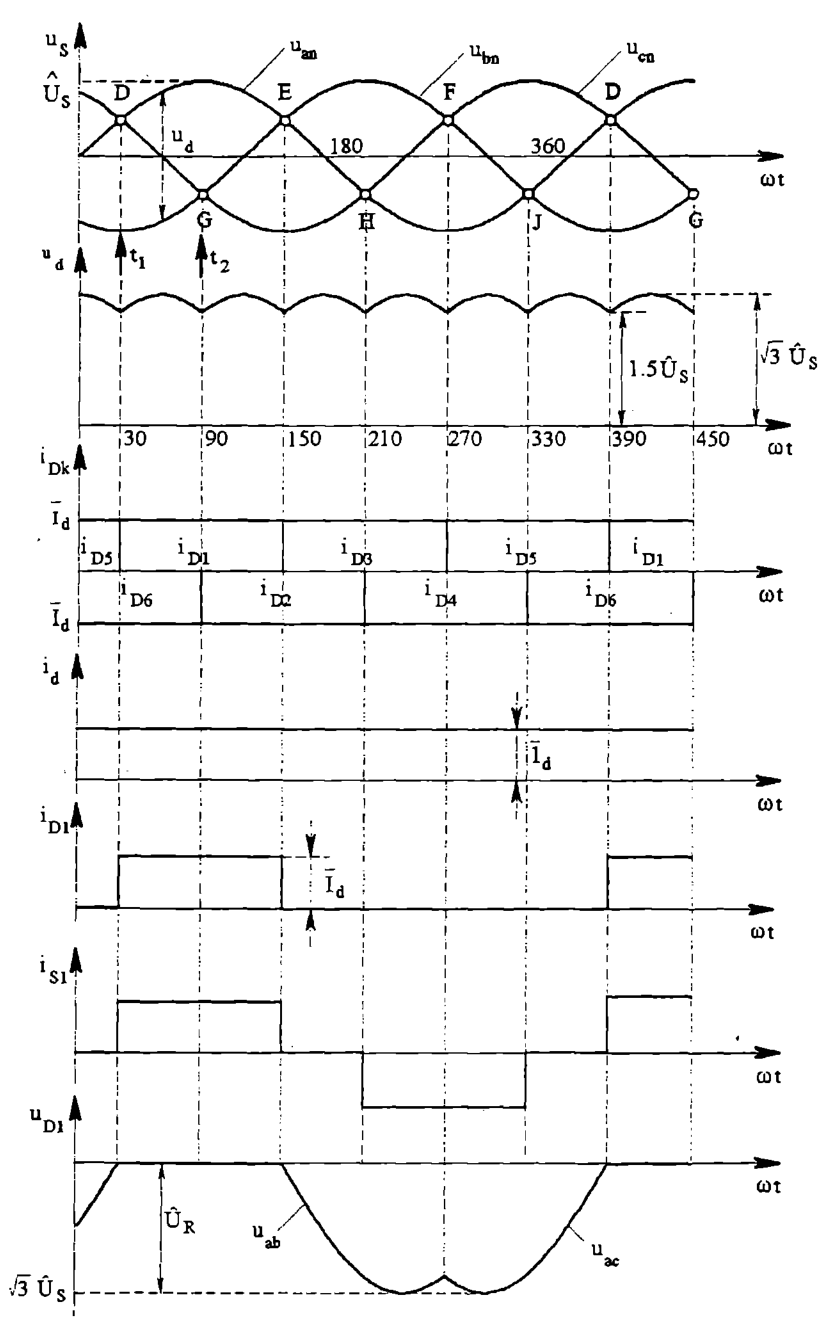


Fig. 2.38 Formele de undă pentru redresorul în punte de tip paralel dublu (PD3 sau B6).

După tabelul 1.1, linia 7, tensiunea redresată u_d (fig. 2.38) are caracteristicile următoare:

$$p=6 \Rightarrow \qquad \overline{U}_d=\overline{U}_{d0}=\sqrt{3}\hat{U}_S\frac{6}{\pi}\sin\frac{\pi}{6}=\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\hat{U}_S=1,65398\hat{U}_S=2,34U_S \qquad (2.154)$$

$$U_d=U_{d0}=\sqrt{3}\hat{U}_S\sqrt{\frac{1}{2}+\frac{6}{4\pi}\sin\frac{2\pi}{6}}=1,65544\hat{U}_S \qquad (2.155)$$

$$U_{\sim}=0,0695\hat{U}_S=0,098U_S \qquad (2.156)$$

$$f_F=1,00088; \quad f_M=0,042 \qquad (2.157)$$

$$u_d(\omega t)=\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\hat{U}_S\left(1+\frac{2}{35}\cos 6\omega t-\frac{2}{143}\cos 12\omega t+\ldots\right) \qquad (2.158)$$

Pentru curentul prin diodă i_{dk}, ținând cont de tabelul 1.1, linia 3 se obține:

$$\nu=3 \Rightarrow \qquad \overline{I}_{Dk}=\frac{\overline{I}_d}{3}, \; I_{Dk}=\frac{\overline{I}_d}{\sqrt{3}} \qquad (2.159)$$

$$i_{Dk}(\omega t)=\frac{\overline{I}_d}{3}\left[1+2\left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\cos\omega t+\frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\omega t-\frac{3\sqrt{3}}{8\pi}\cos 4\omega t-\ldots\right)\right] \qquad (2.160)$$

cu $k=1\div 6$

Caracteristicile curenților din secundarul transformatorului se calculează cu formulele din tabelul 1.1, linia 4:

$$\frac{\theta}{T}=\frac{120°}{360°}=\frac{1}{3} \quad \Rightarrow \quad \overline{I}_{Sj}=0; \; I_{Sj}=I_S=\overline{I}_d\sqrt{\frac{2}{3}}=0,815\overline{I}_d \qquad (2.161)$$

$$i_{Sj}(\omega t)=\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\overline{I}_d\left(\cos\omega t-\frac{1}{5}\cos 5\omega t+\frac{1}{7}\cos 7\omega t-\ldots\right) \qquad (2.162)$$

cu $j=1,2,3$

Curentul din secundar nu are componentă continuă; curenții din primar având aceeași formă cu curenții din secundar, obținem:

$$I_{Pj}=I_P=I_S=\overline{I}_d\sqrt{\frac{2}{3}}=0,815\overline{I}_d \qquad (2.163)$$

Puterile aparente ale transformatorului se deduc astfel:

-din relația (2.154):

$$U_S=0,4275\overline{U}_d, \qquad (2.164)$$

dar:

$$U_P=U_S=0,4275\overline{U}_d$$

deci:

$$S_S = 3U_S I_S = 3\cdot 0,4275\overline{U}_d \cdot 0,815\overline{I}_d = 1,05P_{d0} \tag{2.165}$$

$$S_P = 3U_P I_P = 3\cdot 0,4275\overline{U}_d \cdot 0,815\overline{I}_d = 1,05P_{d0} \tag{2.166}$$

$$S_t = \frac{S_S + S_P}{2} = 1,05P_{d0} \tag{2.167}$$

$$c_S = c_P = c_t = 1,05 \tag{2.168}$$

$$f_{PS} = f_{PP} = \frac{1}{1,05} = 0,952 \tag{2.169}$$

Se remarcă valorile ridicate ale factorilor de putere ceea ce semnifică o utilizare bună a înfăşurărilor.

Dacă cuplajul transformatorului este Dy (fig. 2.37,b), curenţii i_{pj} (j=1÷3) vor avea aceeaşi formă cu cei din secundar:

$$I_{Pj} = I_P = I_S = \overline{I}_d\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,815\overline{I}_d \tag{2.170}$$

şi numai curenţii de linie se modifică:

$$I_l = I_1 = I_2 = I_3 = \sqrt{3}I_P = \overline{I}_d\sqrt{2} \tag{2.171}$$

Celelalte relaţii stabilite pentru cuplajul Yy rămân valabile.

2.7.3.4.2 Redresor în punte de tip serie (S3)

Schema electrică de principiu a redresorului în punte de tip serie (S3) se prezintă în fig. 2.39.

Cuplajul transformatorului poate fi Yd sau Dd.

Tensiunile din secundar sunt:

$$u_1 = \hat{U}_S \sin\omega t;\ u_2 = \hat{U}_S \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);\ u_3 = \hat{U}_S \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \tag{2.172}$$

În celula "+" o diodă începe să conducă atunci când extremitatea înfăşurărilor la care este conectată devine pozitivă; în t_1, $u_1 > 0$ şi D_1 conduce (fig. 2.40).

La momentul t_3, u_2 devine pozitivă, D_3 intră în conducţie în locul lui D_1.

La momentul t_5 intră în conducţie dioda D_5.

În cadrul celulei "-" dimpotrivă, o diodă intră în conducţie în momentul în care extremitatea înfăşurărilor la care este conectată devine negativă.

La momentul t_2, D_2 intră în conuducţie, la t_4 aceasta este înlocuită de către D_4, iar la t_6 va conduce dioda D_6 (fig. 2.40).

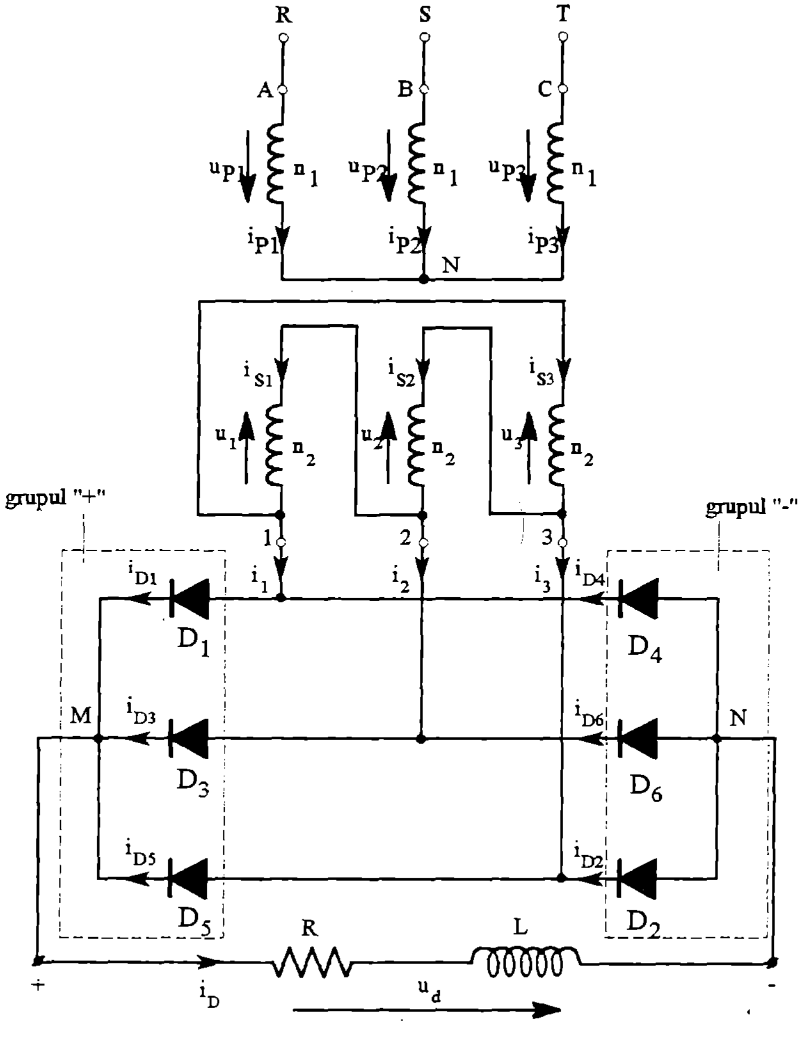


Fig. 2.39 Redresorul în punte de tip serie (S3).

Unghiul de conducție al unei diode este $\theta = 120°$.

La fiecare moment se află în conducție două diode, una din fiecare celulă de comutație.

Diodele aflate în conducție transmit între punctele M și N tensiunile u_1, u_2, u_3 de valori pozitive (fig. 2.40). Tensiunea redresată u_d are p=6 și valoarea de vârf $\hat{U}_S$ este cea a tensiunilor u_1, u_2, u_3,

Din formele de undă din fig. 2.40 și din relațiile din tabelul 1.1, rezultă:

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d0} = \hat{U}_S \frac{6}{\pi} \sin\frac{\pi}{6} = \frac{3}{\pi}\hat{U}_S = 0,95492\hat{U}_S = 1,3504U_S \qquad (2.173)$$

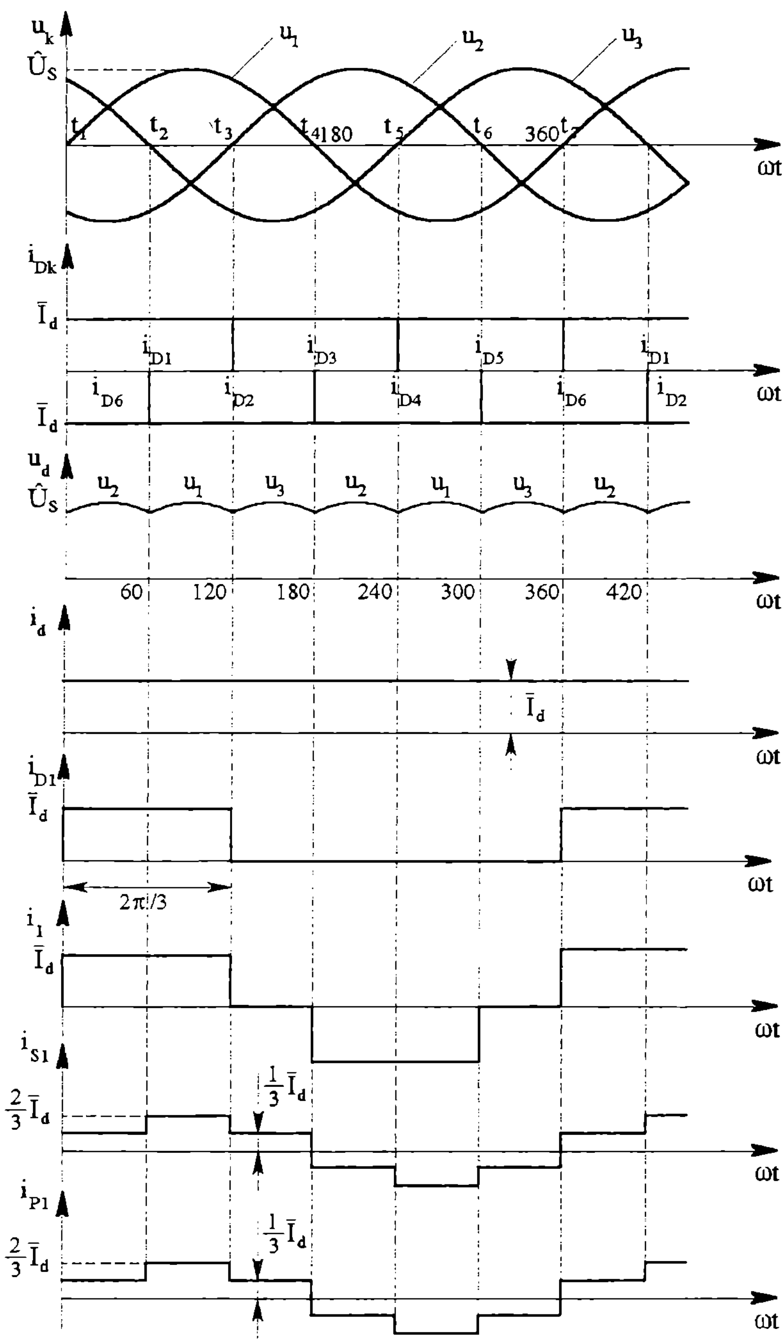


Fig. 2.40 Formele de undă pentru redresorul în punte de tip serie S3.

$$U_d = U_{d0} = \hat{U}_S\sqrt{\frac{1}{2}+\frac{6}{4\pi}\sin\frac{2\pi}{6}} = 0,95577\hat{U}_S = 1,35166U_S \tag{2.174}$$

$$U_{-} = 0,04\hat{U}_S;\ f_M = 0,042;\ f_F = 1,00088 \tag{2.175}$$

$$u_d(\omega t) = \frac{3}{\pi}\hat{U}_S\left(1+\frac{2}{35}\cos 6\omega t - \frac{2}{143}\cos 12\omega t + \ldots\right) \tag{2.176}$$

$$\bar{I}_{Dk} = \frac{\bar{I}_d}{3};\quad I_{Dk} = \frac{\bar{I}_d}{\sqrt{3}} \tag{2.177}$$

$$I_{Sj} = I_S = \frac{\sqrt{2}}{3}\bar{I}_d \tag{2.178}$$

$$i_{Sj}(\omega t) = \frac{2\bar{I}_d}{\pi}\left(\cos\omega t + \frac{1}{5}\cos 5\omega t - \frac{1}{7}\cos 7\omega t + \ldots\right) \tag{2.179}$$

$$I_{Pj} = I_P = \frac{\sqrt{2}}{3}\bar{I}_d \tag{2.180}$$

Tensiunea inversă care se aplică la bornele unei diode are aceeaşi formă ca în cazul redresorului PD3.

$$\hat{U}_R = \hat{U}_S = 1,04\overline{U}_d \tag{2.181}$$

Valorile puterilor aparente sunt aceleaşi ca pentru redresorul PD3 (relaţiile 2.165÷2.167). Schema redresorului în punte permite, de asemenea, conectarea directă la reţea prin intermediul reactanţelor de limitare (fig. 2.41).

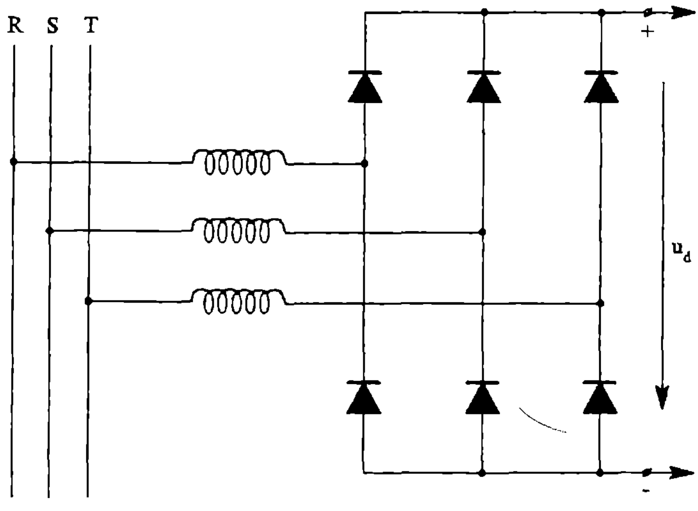


Fig. 2.41 Conectarea directă la reţea.

2.7.3.5 Gruparea schemelor redresoare

Gruparea redresoarelor în paralel sau în serie se realizează pentru a îmbunătăți performanțele acestora.

Grupările în paralel sau în serie permit creșterea corespunzătoare a curentului redresat sau a tensiunii redresate furnizate sarcinii. Mai mult, dacă tensiunile de alimentare ale redresorului sunt defazate, se poate mări ordinul "p" al tensiunii redresate.

2.7.3.5.1 Bobina (sau transformatorul) interfaze

Două redresoare pot fi conectate în paralel dacă tesiunile lor redresate în gol sunt egale. Pentru a împărți convenabil curentul total, este necesar ca, în sarcină, redresoarele să dispună de aceeași cădere de tensiune. Funcționarea independentă a redresoarelor conectate în paralel se face prin intermediul unei "bobine interfaze" (numită și "transformator interfaze") care realizează legătura dintre acestea. Bobina interfaze (BIF) (fig. 2.42,a) absoarbe la fiecare moment diferența dintre tensiunile furnizate de fiecare redresor în parte. Cele doua înfășurări ale BIF sunt conectate în serie.

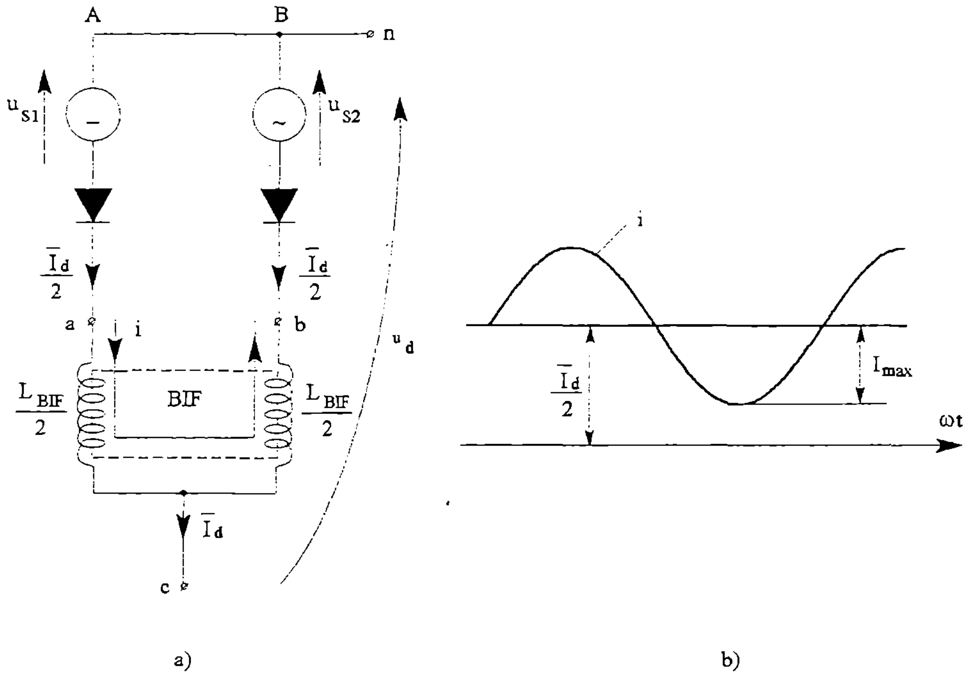


Fig. 2.42 Bobina interfaze BIF: a) schema electrică; b) curentul de circulație i.

Cele două laturi ale celor două redresoare conectate în paralel prin BIF sunt notate cu A și B în fig. 2.42,a. Datorită diferenței dintre valorile instantanee ale tensiunilor redresate de cele două redresoare apare un curent de circulație i de formă sinusoidală (fig. 2.42,b). Acest curent se suprapune peste valoarea curentului de sarcină $\frac{\bar{I}_d}{2}$ specifică fiecărui redresor în parte. Curentul i este independent de curentul de sarcină, sensul său fiind determinat de semnul diferenței $u_{an} - u_{bn}$.

Dacă valoarea curentului de sarcină $\bar{I}_d$ este mică, pe latura unde i este de sens contrar lui $\frac{\bar{I}_d}{2}$, curentul se poate anula şi dioda se blochează. Ca urmare, se deosebesc două cazuri pentru regimul de funcţionare al BIF:

a) Regimul normal - conducţia este continuă deoarece:

$$I_{max} < \frac{\bar{I}_d}{2} \tag{2.182}$$

Se poate scrie:

$$u_{cn} = u_d = u_{an} - \frac{L_{BIF}}{2}\frac{di}{dt}$$

$$u_{cn} = u_d = u_{bn} + \frac{L_{BIF}}{2}\frac{di}{dt}$$

cu: L_{BIF} - inductanţa bobinei interfaze.

Prin adunarea acestor expresii, se obţine:

$$u_d = \frac{u_{an} + u_{bn}}{2} \tag{2.183}$$

La o funcţionare normală a bobinei, tensiunea redresată la bornele redresorului este semisuma tensiunilor redresate furnizate de fiecare dintre cele două redresoare conectate în paralel.

b) Regim de avarie - conducţia este discontinuă, deoarece:

$$I_{max} > \frac{\bar{I}_d}{2} \tag{2.184}$$

Curentul I_{max} este numit curent critic al BIF. Acesta se notează cu $\bar{I}_{dcrit}$. Apariţia intervalelor de timp pe durata cărora diodele sunt blocate conduce la încetarea urmăririi semisumei tensiunilor de către potenţialul punctului c (fig. 2.42,a), care va lua ca valoare potenţialul cel mai ridicat. Curentul continuu este preluat de un singur redresor. La limită, pentru $\frac{\bar{I}_d}{2} - \bar{I}_{dcrit} = 0$, redresoarele conduc succesiv şi punctul c urmăreşte înfăşurătoarea tensiunilor u_{an}, u_{bn}. Funcţionarea cu curenţi de sarcină mai mici decât $\bar{I}_{dcrit}$ conduce la creşterea tensiunii la bornele redresorului. Bobina BIF are o valoare critică $\bar{I}_{dcrit} = (0.5 \div 3)\% \bar{I}_{dn}$, unde $\bar{I}_{dn}$ este curentul nominal al redresorului.

Trebuie să se evite funcţionarea în regim de conducţie discontinuă pentru toate tipurile de sarcină conectate la ieşirea redresorului.

Frecvenţa tensiunii aplicate la bornele bobinei BIF este superioară frecvenţei reţelei. Pentru a se evita saturaţia sa, pentru a reduce valoarea $\bar{I}_{dcrit}$ şi pentru a limita pierderile electromagnetice, inducţia în miez este în general scăzută. Valorile utilizate sunt cuprinse între 50% şi 66% din valorile uzuale pentru transformatoarele de putere.

2.7.3.5.2 Redersor cu stea dublă și bobină interfaze

Schema este prezentată în fig. 2.43.

Redresorul cu stea dublă este alcătuit din două redresoare trifazate cu punct median conectate în paralel prin intermediul BIF. BIF poate fi conectată între punctele mediane (fig. 2.43,a) sau între catozii celor două celule (fig. 2.43,b).

Prima soluție este cel mai mult utilizată deoarece permite montarea BIF în cuva transformatorului de putere.

Transformatorul are două secundare în stea, realizate astfel încât să permită alimentarea redresoarelor cu sisteme trifazate de tensiuni defazate cu π între ele.

Ecuațiile tensiunilor sunt (2.118). Fiecare redresor funcționează de o manieră independentă, ca un redresor cu punct median (vezi 2.7.3.1).

Tensiunea redresată de primul redresor urmărește înfășurătoarea pozitivă a tensiunilor u_{an}, u_{bn}, u_{cn}, iar cea furnizată de al doilea urmărește înfășurătoarea pozitivă a tensiunilor $u'_{an}, u'_{bn}, u'_{cn}$.

Tensiunea redresată u_d, la ieșire, este semisuma celor două înfășurători (fig. 2.44). Aceasta are p=6.

Din tabelul 1.1, linia 7 se obține:

$$\overline{U}_d = \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{U}_S \frac{6}{\pi}\sin\frac{\pi}{6} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\hat{U}_S = 0,8269\hat{U}_S = 1,168\hat{U}_S \tag{2.185}$$

$$U_d = \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{U}_S\sqrt{\frac{1}{2}+\frac{6}{4\pi}\sin\frac{2\pi}{6}} = 0,8277\hat{U}_S = 1,1705U_S \tag{2.186}$$

$$U_{\sim} = 0,03638\hat{U}_S \tag{2.187}$$

$$f_M = 0,042; \qquad f_F = 1,00088 \tag{2.188}$$

$$u_d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\hat{U}_S\left(1+2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\cos k\pi}{1-36k^2}\cos 6k\omega t\right) \tag{2.189}$$

Unghiul de conducție al unei diode rămâne $\theta = 120°$, dar, datorită conectării în paralel, curentul în fiecare înfășurare din secundar se micșorează la jumătate din valoarea pe care o avea pentru redresorul cu punct median.

$$\overline{I}_{Dk} = \overline{I}_{kS} = \frac{1}{2}\frac{\overline{I}_d}{3} = \frac{\overline{I}_d}{6} \tag{2.190}$$

$$I_{Dk} = I_{kS} = I_S = \frac{1}{2}\frac{\overline{I}_d}{\sqrt{3}} = 0,289\overline{I}_d \tag{2.191}$$

cu k=1, 2,...,6.

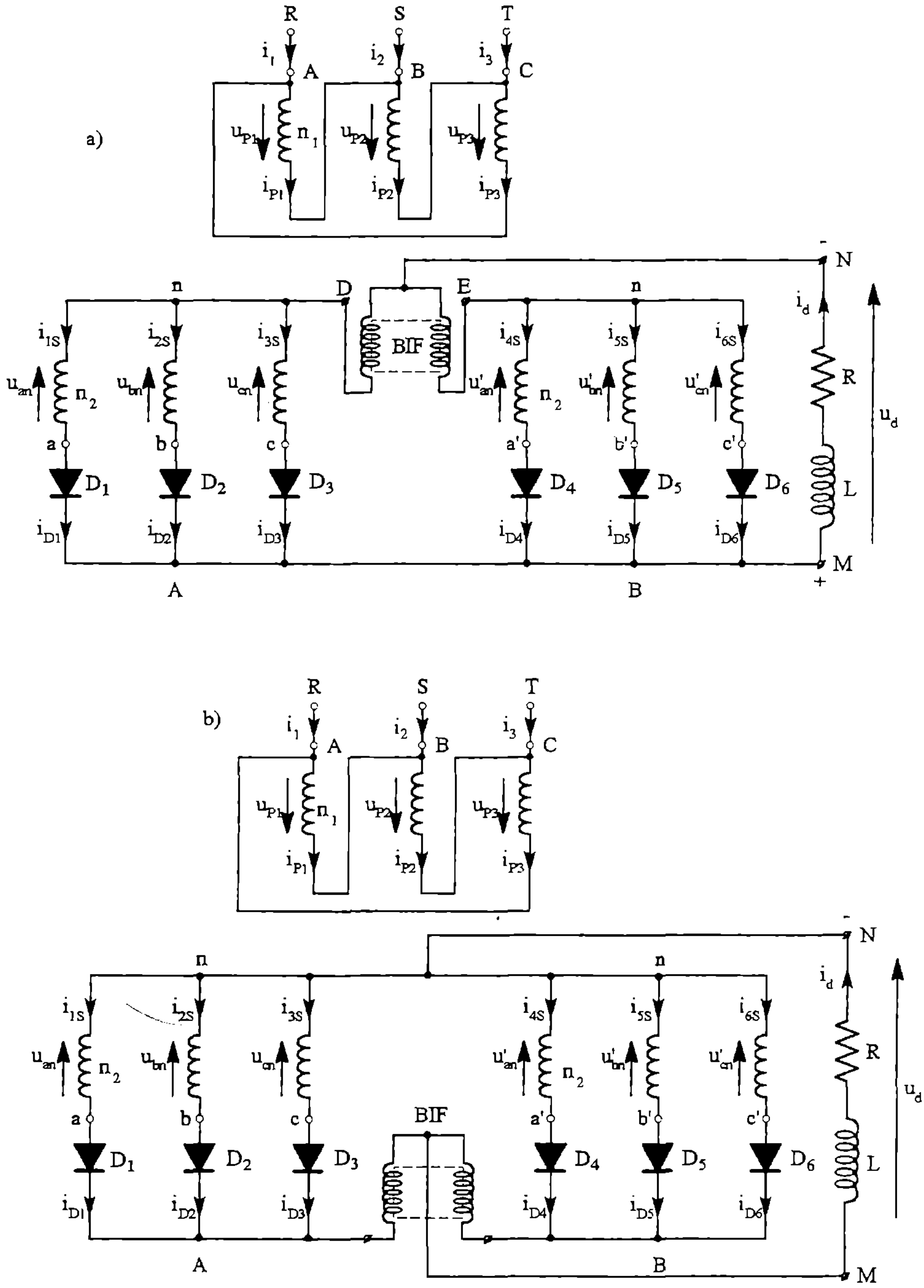


Fig. 2.43 Redersorul cu stea dublă şi bobină interfaze.

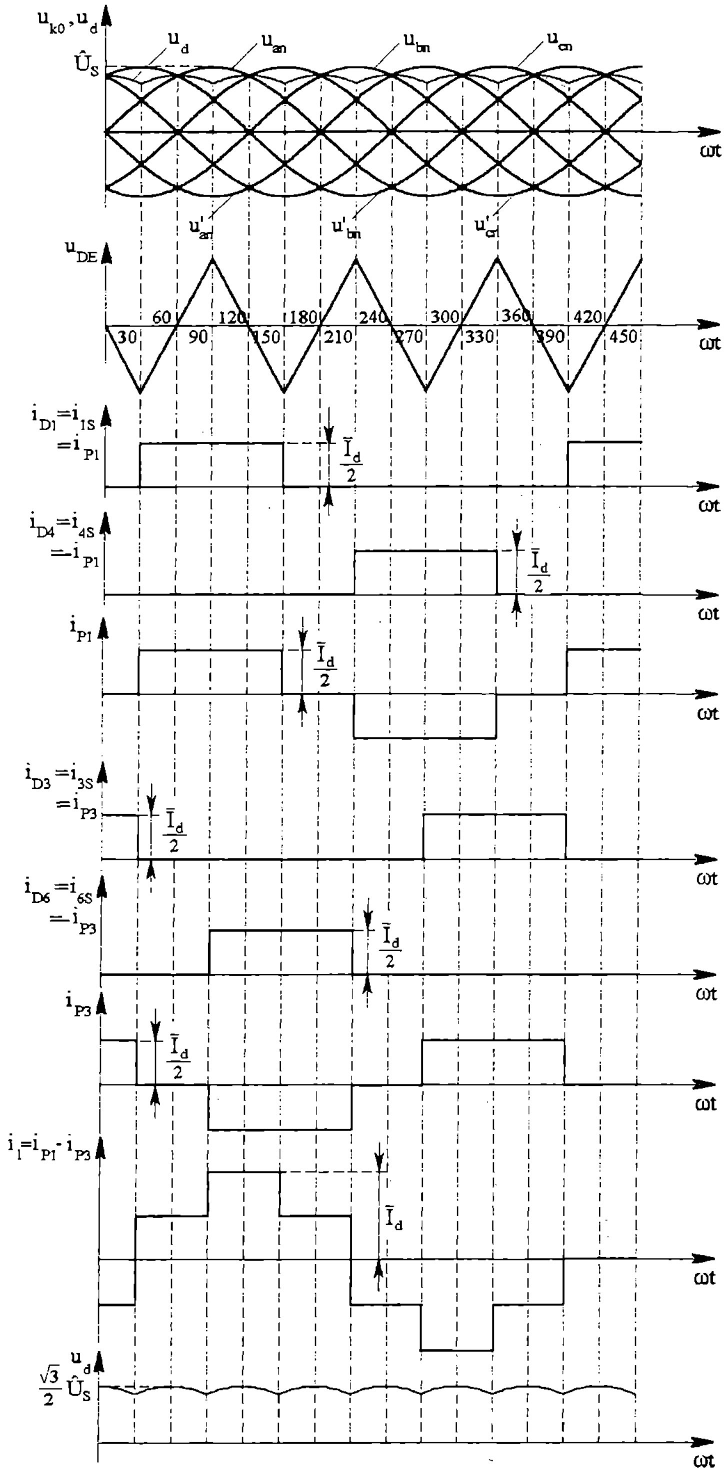


Fig. 2.44 Formele de undă pentru redresorul cu stea dublă și bobină interfaze.

Fiecare secundar are un dezechilibru de curent continuu de $\frac{\bar{I}_d}{6}$, dar solenațiile pe fiecare coloană sunt alternative, deci nu se pune problema saturației miezului.

Curenții primari sunt alternativi (fig. 2.44) și conform cu tabelul 1.1, linia 4:

$$I_{Pj} = I_P = \frac{\bar{I}_d}{2}\sqrt{\frac{2\cdot\frac{2\pi}{3}}{2\pi}} = \frac{\bar{I}_d}{2}\sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{\bar{I}_d}{\sqrt{6}} = 0,408\bar{I}_d \tag{2.192}$$

cu j=1, 2, 3.

Curenții de linie sunt:

$$i_1 = i_{P1} - i_{P3};\quad i_2 = i_{P2} - i_{P1};\quad i_3 = i_{P3} - i_{P2}$$

astfel (tabelul 1.1, linia 8):

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_l = \frac{\bar{I}_d}{\sqrt{2}} = \sqrt{3}I_P \tag{2.193}$$

Pentru calculul puterii aparente a transformatorului trebuie ținut cont de :

$$U_S = 0,855\overline{U}_d \text{ (obținută din relația 2.185)} \tag{2.194}$$

și:

$$U_P = 0,855\overline{U}_d \text{ } (r=1). \tag{2.195}$$

Rezultă:

$$S_S = 6U_SI_S = 6\cdot 0,855\overline{U}_d\cdot 0,289\bar{I}_d = 1,48P_{d0} \tag{2.196}$$

$$S_P = 3U_PI_P = 3\cdot 0,855\overline{U}_d\cdot 0,408\bar{I}_d = 1,05P_{d0} \tag{2.197}$$

$$S_t = \frac{S_S + S_P}{2} = 1,265P_{d0} \tag{2.198}$$

$$c_S = 1,48;\quad c_P = 1,05;\quad c_t = 1,65 \tag{2.199}$$

$$f_{PS} = \frac{1}{1,48} = 0,675;\quad f_{PP} = \frac{1}{1,48}0,5 = 0,952 \tag{2.200}$$

Puterea aparentă a secundarului este aceeași cu cea a redresorului cu punct median, dar puterea primarului este mult mai mică, fiind egală cu cea a redresorului în punte. Tensiunea inversă maximă, ținând cont de faptul că diodele celor două redresoare sunt simultan în conducție, este:

$$\hat{U}_R = 2\hat{U}_S = 2\cdot\frac{2\pi}{3\sqrt{3}}\overline{U}_d = 2,42\overline{U}_d \tag{2.201}$$

Tensiunea la bornele BIF este diferența tensiunilor redresate furnizate de cele două redresoare:

$$u_{DE} = u_{DN} - u_{EN} \tag{2.202}$$

Astfel, u_{DE} se obține prin diferența înfășurătorilor pozitive ale tensiunilor u_{an}, u_{bn}, u_{cn} și $u'_{an}, u'_{bn}, u'_{cn}$ (fig. 2.44). Frecvența tensiunii u_{DE} este 150 Hz, deci mult mai ridicată decât cea a rețelei.

Observație:

Valoarea de vârf $\hat{U} = \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{U}_S$ se calculează ușor deoarece redresorul este alcătuit din două redresoare cu punct median care furnizează tensiunile redresate:

$\overline{U}_{dI} = \overline{U}_{dII} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\hat{U}_S$ și tensiunea sa are p=6, încât:

$$\overline{U}_d = \hat{U}\frac{6}{\pi}\sin\frac{\pi}{6} = \frac{\overline{U}_{dI} + \overline{U}_{dII}}{2} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\hat{U}_S \Rightarrow \hat{U} = \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{U}_S \tag{2.203}$$

2.7.3.5.3 Redresoare cu tensiuni redresate având 12 pulsuri pe perioadă

Redresoarele cu 12 pulsuri pe perioada tensiunii rețelei se obțin prin gruparea în serie sau în paralel a două redresoare având p=6, redresoare alimentate la rândul lor de la două sisteme trifazate de tensiuni sinusoidale defazate cu 30° între ele. Decalajul între cele două tensiuni poate fi obținut prin intermediul:

- unui transformator cu două secundare: unul în stea și altul în triunghi;
- unui transformator cu două primare: unul în stea și altul în triunghi;
- două transformatoare de defazaj: primul decalează sistemul trifazat de tensiuni cu 15° și al doilea cu −15°.

Principalele scheme utilizate sunt următoarele:

a) Redresor obținut prin conectarea în serie a 2 punți trifazate (fig. 2.45) (PD3+S3)

Pentru a obține aceeași tensiune redresată la ieșirea fiecărui redresor, numărul de spire trebuie să fie în raport:

$$\frac{n_{2A}}{n_{2B}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \tag{2.204}$$

Această condiție rezultă din relațiile (2.154) și (2.173) care dau valoarea tensiunii redresate pentru fiecare redresor:

$$\overline{U}_{dI} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}\left(\hat{U}_S\right)_I = \overline{U}_{dII} = \frac{3}{\pi}\left(\hat{U}_S\right)_{II} \Rightarrow \frac{\left(\hat{U}_S\right)_I}{\left(\hat{U}_S\right)_{II}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \tag{2.205}$$

Tensiunea redresată obținută la ieșire are p=12 și are valoarea medie:

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d0} = 2\overline{U}_{dI} = 2\overline{U}_{dII} \tag{2.206}$$

b) Redresor obținut prin conectarea în paralel a 2 punți trifazate (fig. 2.46) (PD3//S3).

Conectarea în paralel se face prin intermediul bobinei BIF.

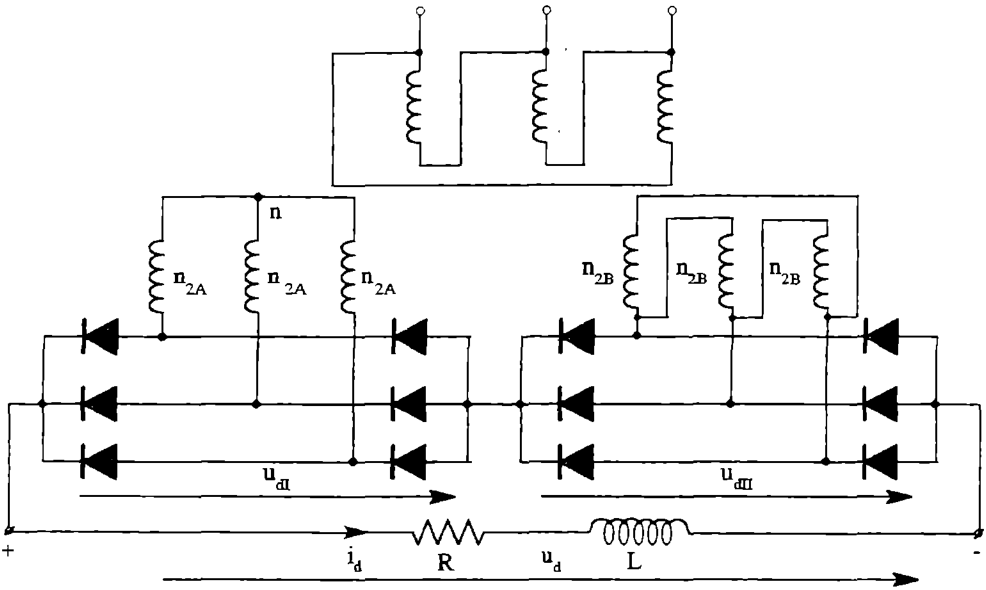


Fig. 2.45 Conectarea în serie a două punți trifazate (PD3+S3).

Pentru regimul normal de funcționare al bobinei BIF:

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}\hat{U}_S = 1,65398\hat{U}_S = 2,34U_S \tag{2.207}$$

$$f_F = 1,000053; \; f_M = 0,0102$$

cu: $\hat{U}_s$-valoarea de vârf a tensiunii secundare a redresorului A.

Repartiția curentului este uniformă între redresoarele A și B.

Ținând cont de relațiile stabilite pentru fiecare redresor (vezi subparagraful 2.7.3.4), rezultă:

$$\overline{I}_{Dk} = \frac{1}{2}\frac{\overline{I}_d}{3}; \quad I_{Dk} = \frac{1}{2}\frac{\overline{I}_d}{\sqrt{3}} \tag{2.208}$$

$$i_{Dk}(\omega t) = \frac{\overline{I}_d}{6}\left[1 + 2\left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\cos\omega t + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\omega t - \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}\cos 4\omega t - \ldots\right)\right] \tag{2.209}$$

cu k=1÷12.

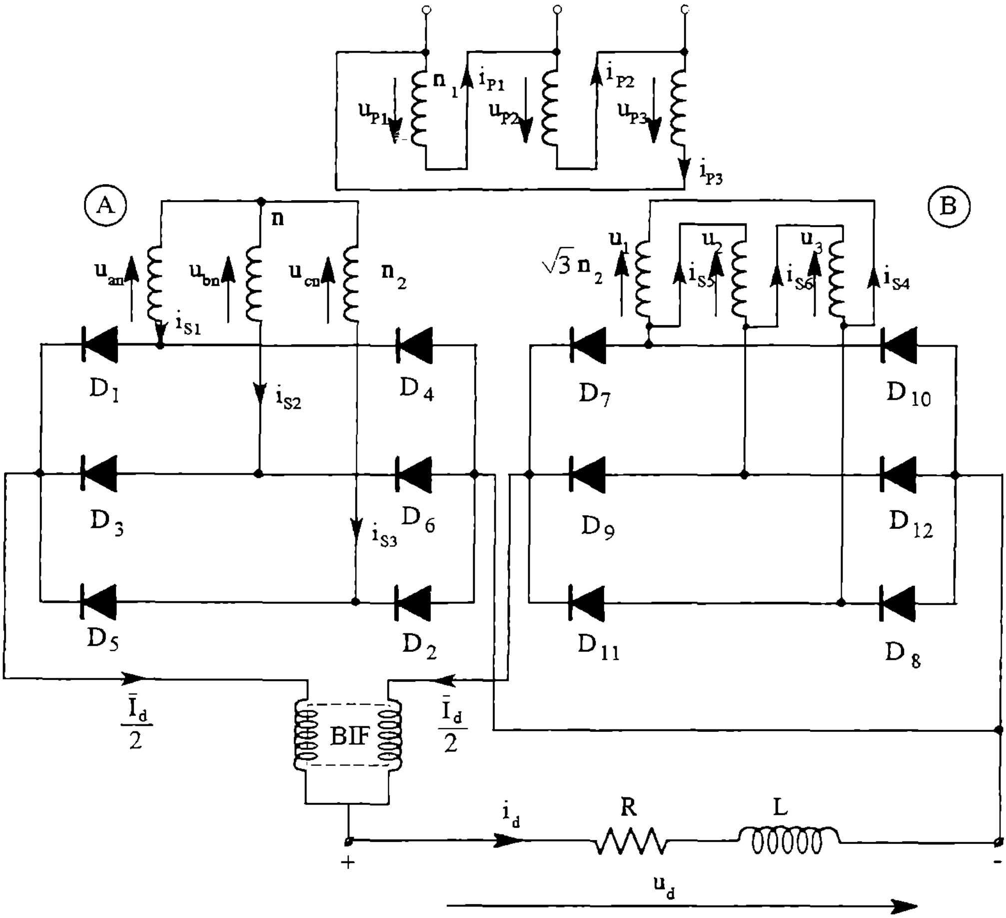


Fig. 2.46 Obținerea redresorului cu p=12 prin conectarea în paralel a două punți trifazate (PD3//S3).

Valorile efective ale curenților din secundar sunt:

– pentru redresorul A:

$$I_{Sj} = I_{SA} = \frac{\bar{I}_d}{2}\sqrt{\frac{2}{3}} = 0{,}4075\bar{I}_d \quad \text{cu } j=1\div3 \tag{2.210}$$

– pentru redresorul B:

$$I_{Sj} = I_{SB} = \frac{\bar{I}_d}{2}\frac{\sqrt{2}}{3} = \frac{\bar{I}_d}{3\sqrt{2}} = 0{,}236\bar{I}_d \quad \text{cu } j=4\div6 \tag{2.211}$$

Solenația din primar ale unei coloane compensează solenația din secundarul aceleiași coloane; de exemplu pentru prima coloană (fig. 2.46):

$$n_1 i_{P1} = n_2 i_{S1} + \sqrt{3} n_2 i_{S4} \;\Rightarrow\; i_{P1} = \frac{n_2}{n_1}\left(i_{S1} + \sqrt{3} i_{S4}\right) \tag{2.112}$$

Fig. 2.47 prezintă formele de undă pentru curenții i_{S1}, i_{S4} și i_{P1}.

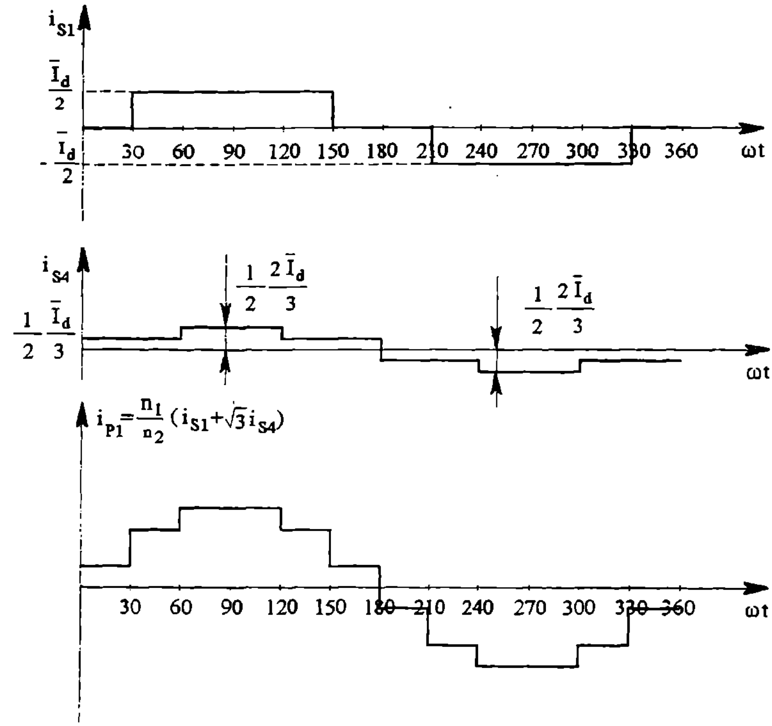


Fig. 2.47 Formele de undă ale curenților i_{S1}, i_{S4} și i_{P1}.

Ecuația curentului primar este:

$$i_{p1} = \begin{cases} \sqrt{3}\dfrac{1}{2}\dfrac{\bar{I}_d}{3}\dfrac{n_2}{n_1} & \omega t \in \left(0, \dfrac{\pi}{6}\right) \\ \dfrac{\bar{I}_d}{2}\left(1+\dfrac{\sqrt{3}}{3}\right)\dfrac{n_2}{n_1} & \omega t \in \left(\dfrac{\pi}{6}, \dfrac{\pi}{3}\right) \\ \dfrac{\bar{I}_d}{2}\left(1+\dfrac{2\sqrt{3}}{3}\right)\dfrac{n_2}{n_1} & \omega t \in \left(\dfrac{\pi}{3}, \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ \dfrac{\bar{I}_d}{2}\left(1+\dfrac{\sqrt{3}}{3}\right)\dfrac{n_2}{n_1} & \omega t \in \left(\dfrac{2\pi}{3}, \dfrac{5\pi}{6}\right) \\ \sqrt{3}\dfrac{1}{2}\dfrac{\bar{I}_d}{3}\dfrac{n_2}{n_1} & \omega t \in \left(\dfrac{5\pi}{6}, \pi\right) \end{cases}$$

(2.213)

Valoarea efectivă este:

$$I_{P1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_{P1}^2 \mathrm{d}(\omega t)} = 0{,}789\bar{I}_d \frac{n_2}{n_1} \tag{2.214}$$

Considerând raportul de transformare egal cu unitatea:

$$I_{P1} = 0{,}789\bar{I}_d$$

$$U_S = \frac{\pi}{3\sqrt{3}\sqrt{2}}\overline{U}_d = 0{,}4275\overline{U}_d \quad \text{(rezultă din ecuația 2.207)}$$

$$U_P = U_S = 0{,}4275\overline{U}_d$$

Puterile aparente ale transformatorului sunt:

– pentru un secundar:

$$S_{S_1} = 3U_S I_S = 3\cdot 0{,}4275\overline{U}_d \cdot 0{,}4275\bar{I}_d = 0{,}525P_{d0} \tag{2.215}$$

– pentru cele două secundare:

$$S_S = 2S_{S_1} = 1{,}05P_{d0} \tag{2.216}$$

– pentru primar:

$$S_P = 3U_P I_P = 3\cdot 0{,}4275\overline{U}_d \cdot 0{,}789\bar{I}_d = 1{,}01P_{d0} \tag{2.217}$$

$$S_t = \frac{1{,}05 + 1{,}01}{2}P_{d0} = 1{,}03P_{d0} \tag{2.218}$$

$$c_S = 1{,}05;\ c_P = 1{,}01;\ c_t = 1{,}03 \tag{2.219}$$

$$f_{PS} = \frac{1}{1{,}05} = 0{,}952;\ f_{PP} = \frac{1}{1{,}01} = 0{,}99 \tag{2.220}$$

Înfășurările sunt deci foarte bine utilizate.

c) Redresor obținut prin legarea în paralel a două redresoare cu stea dublă și bobină interfaze.

Fig. 2.48 prezintă schema acestui tip de redresor.

Legarea în paralel este realizată prin bobina BIF3. BIF1 și BIF2 sunt dimensionate pentru frecvența de 150 Hz și BIF3 pentru cea de 300 Hz.

Pentru regimul normal de funcționare al bobinelor interfaze, fiecare redresor cu stea dublă funcționează independent, ca și fiecare redresor cu punct median.

Pentru o repartiție uniformă a curenților sunt valabile relațiile (cu k=1÷12):

$$\bar{I}_{Dk} = \bar{I}_{kS} = \frac{1}{2}\frac{\bar{I}_d}{6} = \frac{\bar{I}_d}{12} \tag{2.221}$$

$$I_{Dk} = I_{kS} = I_S = \frac{1}{2}\frac{\bar{I}_d}{2\sqrt{3}} = \frac{\bar{I}_d}{4\sqrt{3}} \tag{2.222}$$

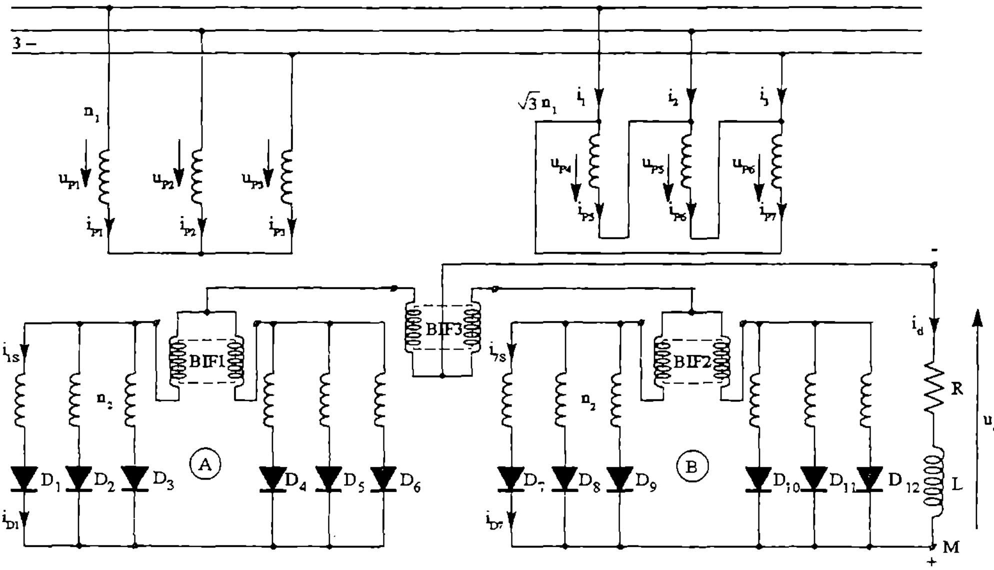


Fig. 2.48 Obținerea unui redresor cu $p=12$ prin punerea în paralel a două redresoare cu stea dublă și bobină interfaze.

Tensiunea redresată este semisuma tensiunilor redresate ale celor două redresoare cu stea dublă:

$$u_d = \frac{u_{dA} + u_{dB}}{2} \Rightarrow \overline{U}_d = \overline{U}_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\hat{U}_S = 0,8269\hat{U}_S \tag{2.223}$$

Se deduc de aici puterile aparente ale transformatorului:

$$S_{SA} = S_{SB} = 6U_S I_S = 6\cdot 0,854\overline{U}_d \frac{\overline{I}_d}{4\sqrt{3}} = 0,74P_{d0} \tag{2.224}$$

$$S_S = S_{SA} + S_{SB} = 1,48P_{d0} \tag{2.225}$$

$$S_{PA} = 3U_{PA} I_{P1} = 3\cdot 0,854\overline{U}_d \frac{\overline{I}_d}{4}\sqrt{\frac{2}{3}} = 0,525P_{d0} \tag{2.226}$$

$$S_{PB} = 3U_{PB} I_{PB} = 3\cdot 0,854\sqrt{3}\overline{U}_d \frac{\overline{I}_d}{4}\frac{\sqrt{2}}{3} = 0,525P_{d0} \tag{2.227}$$

$$S_P = S_{PA} + S_{PB} = 1,05P_{d0} \tag{2.228}$$

$$S_t = \frac{1,48+1,05}{2}P_{d0} = 1,265P_{d0} \tag{2.229}$$

$$c_S = 1,48;\ c_P = 1,05;\ c_t = 1,265 \tag{2.230}$$

$$f_{PS}=\frac{1}{1,48}=0,675;\ f_{PP}=\frac{1}{1,05}=0,952 \tag{2.231}$$

d) Redresor cu p=12 obținut prin utilizarea a două transformatoare de defazaj

Schema acestui tip de redresor este prezentată în fig. 2.49.

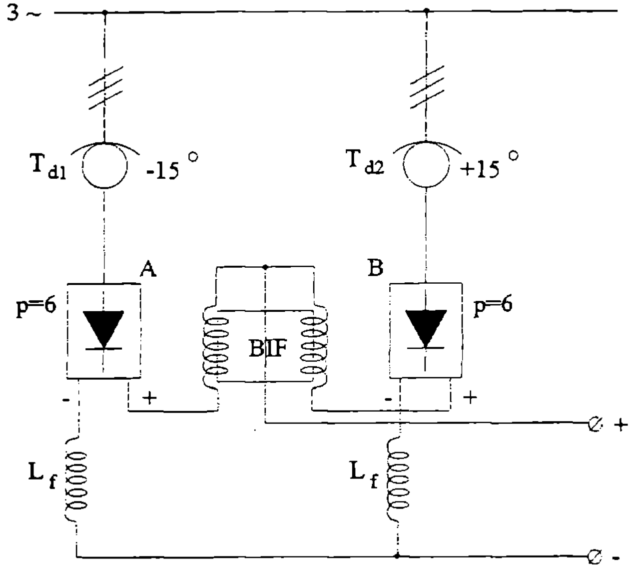


Fig. 2.49 Utilizarea transformatoarelor de defazaj pentru obținerea unui redresor cu p=12.

Cele două redresoare identice A și B cu p=6 pulsuri pe o perioadă a tensiunii rețelei sunt alimentate prin transformatoarele de defazaj $T_{d1}(-15°)$ și $T_{d2}(+15°)$ și sunt puse în paralel printr-o bobină intefaze BIF.

Inductanțele L_f au rol de filtraj. Este posibil, de asemenea, să nu fie defazat decât un singur sistem cu unghiul total dorit, alimentându-l printr-un transformator de defazaj și alimentând celălalt sistem direct de la rețea prin intermediul unei reactanțe, egală cu reactanța de scăpări a transformatorului de defazaj. Soluția este economică, dar mai puțin utilizată, prezentând riscul de apariție a unor asimetrii.

2.7.4 Sinteză asupra valorilor tensiunii de mers în gol $\overline{U}_{d0}$ a redresoarelor

În paragrafele anterioare am obținut valorile tensiunii redresate în gol $\overline{U}_{d0}$ utilizând relația generală (vezi tabelul 1.1, linia 7):

$$\overline{U}_{d0}=\hat{U}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p} \tag{2.232}$$

cu: $\hat{U}$ -valoarea de vârf a tensiunii redresate;

p-numărul de segmente de sinusoidă pe o perioadă a tensiunii rețelei.

Astfel, pentru:

p=2	*P2 (sauM2)	$\Rightarrow \hat{U} = \hat{U}_S$	(valoarea de vârf a tensiunii semi-înfăşurării secundare)
	*PD2 (sauB2)	$\Rightarrow \hat{U} = \hat{U}_S$	(valoarea de vârf a tensiunii secundare)
p=3	*P3 (sauM3)	$\Rightarrow \hat{U} = \hat{U}_S$	(valoarea de vârf a tensiunii de fază secundare)
p=6	*P6 (sauM6)	$\Rightarrow \hat{U} = \hat{U}_S$	(valoarea de vârf a tensiunii de fază a sistemului secundar hexafazat)
	*PD3 (B6)[⅄ /⅄; Δ /⅄]	$\Rightarrow \hat{U} = \sqrt{3}\hat{U}_S$	($\hat{U}_S$-valoarea de vârf a tensiunii de fază secundare)
	*S3((⅄ /Δ; Δ /Δ)	$\Rightarrow \hat{U} = \hat{U}_S$	(valoarea de vârf a tensiunii secundare)
	Stea dublă şi BIF	$\Rightarrow \hat{U} = \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{U}_S$	($\hat{U}_S$-valoarea de vârf a tensiunii de fază secundare)
p=12	* Legare în paralel a unui PD3 şi a unui S3	$\Rightarrow \hat{U} = \frac{\sqrt{3}}{4\sin 15°}\hat{U}_S$	($\hat{U}_S$-valoarea de vârf a tensiunii de fază secundare a lui PD3)
	* Legare în paralel a două stea dublă cu BIF	$\Rightarrow \hat{U} = \frac{\sqrt{3}}{8\sin 15°}\hat{U}_S$	($\hat{U}_S$-valoarea de vârf a tensiunii de fază secundare)

Valoarea efectivă a tensiunii redresate este:

$$U_{d0} = \hat{U}\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{p}{4\pi}\sin\frac{2\pi}{p}} \tag{2.233}$$

Tensiunea U_{d0} poate fi calculată de asemenea cu ajutorul relaţiilor generale stabilite pentru tipurile de redresoare.

Astfel:

– pentru redresoarele de tip paralel:

$$U_{d0} = \frac{q}{\pi}\hat{U}_S \sin\frac{\pi}{q} \tag{2.234.a}$$

cu:

q -numărul de faze, deci de tensiuni de redresat;

$\hat{U}_S$ -valoarea de vârf a tensiunii de fază.

– pentru redresoarele de tip paralel-dublu:

$$\overline{U}_{d0} = \frac{2q}{\pi}\hat{U}_S \sin\frac{\pi}{q} \tag{2.234.b}$$

cu:

q -numărul de tensiuni de redresat cu cele $2q$ diode;

$\hat{U}_S$ -valoarea de vârf a tensiunii de fază, sau, în general, pentru cele două tipuri:

$$\overline{U}_{d0} = \frac{S_c q}{\pi}\hat{U}_S \sin\frac{\pi}{q} \tag{2.235}$$

– pentru redresoarele de tip serie:

$$\overline{U}_{d0} = \frac{q}{\pi}\hat{U}_S \tag{2.236}$$

cu:

q -numărul de tensiuni alternative;

$\hat{U}_S$ -valoarea de vârf a tensiunii secundare.

2.8 Redresoare comandate. Control de fază. Calculul valorii medii a tensiunii în gol $\overline{U}_{d\alpha}$ a redresorului comandat

Schema electrică a redresorului comandat este aceeaşi cu cea a redresorului necomandat, numai că diodele sunt înlocuite cu tiristoare. În fig. 2.50 sunt prezentate scheme de redresoare comandate: în fig. 2.50,a - redresorul cu punct median (P3;M3) şi în fig. 2.50,b. - redresorul în punte (PD3; B6).

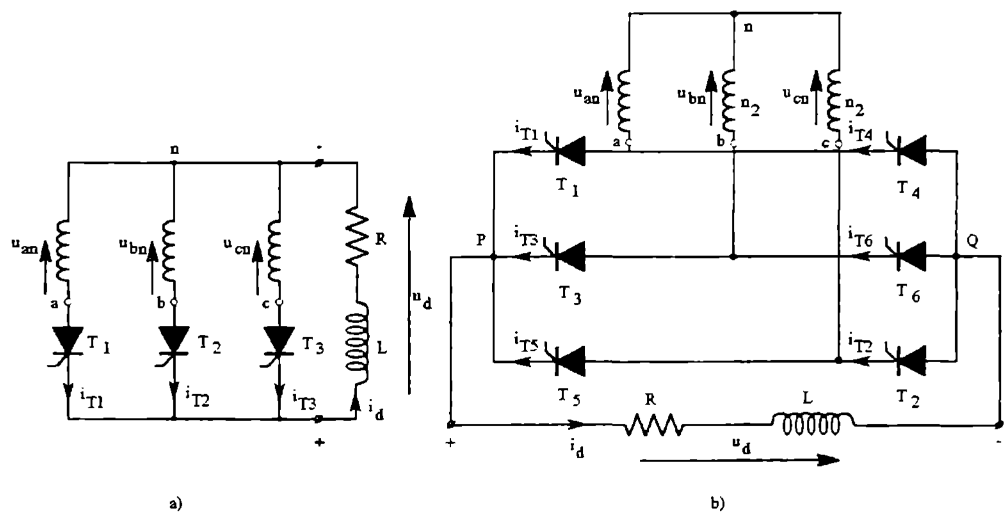


Fig. 2.50 Redresoare comandate.

Controlul de fază este o metodă de comandă a redresoarelor (şi în particular a tiristoarelor) care permite reglajul continuu al valorii medii a tensiunii furnizate în gol.

Reglajul se face fără consum suplimentar de putere activă.

Dezavantajul acestei metode este că deformează forma de undă a tensiunii de ieşire, deci măreşte factorul său de modulaţie f_M şi determină apariţia consumului de putere reactivă.

În comparaţie cu redresoarele necomandate, diferenţa vine de la faptul că acum tiristoarele intră în conducţie cu un unghi de întârziere α (numit unghi de comandă) în raport cu punctele de comutaţie naturală.

Fig. 2.51 dă formele de undă ale tensiunii şi ale curenţilor pentru redresoarele comandate cu punct median (2.51,a) şi în punte (2.51,b), explicând semnificaţia controlului de fază.

Funcţionarea studiată pentru redresoarele cu diode rămâne valabilă, dar intrările în conducţie sunt întârziate cu un unghi α. Un tiristor conduce, considerând sarcina normală, până la amorsarea tiristorului următor al celulei de comutaţie. Din cauza întârzierii α tensiunea u_d este redusă cu ariile haşurate în fig. 2.51; de aici şi reducerea valorii medii $\overline{U}_{d0}$ cu cantitatea $\overline{U}_\alpha$, numită reducere de tensiune prin control de fază.

Astfel tensiunea în gol $\overline{U}_{d\alpha}$ la bornele redresorului comandat este:

$$\overline{U}_{d\alpha} = \overline{U}_{d0} - \overline{U}_\alpha \tag{2.237}$$

Ţinând cont de formele de undă ale tensiunii redresate u_d prezentate în fig. 2.51, fig. 2.52 a preluat alura generală a unei astfel de forme de undă, pentru a face calculul lui $\overline{U}_{d\alpha}$.

Astfel:

$$\overline{U}_{d\alpha} = \frac{1}{\frac{T}{p}} \int_{-\frac{T}{2p}+\alpha}^{\frac{T}{2p}+\alpha} \hat{U}\cos\omega t dt = \frac{p}{T}\hat{U}\frac{1}{\omega}\sin\omega t \Big|_{-\frac{T}{2p}+\alpha}^{\frac{T}{2p}+\alpha} =$$

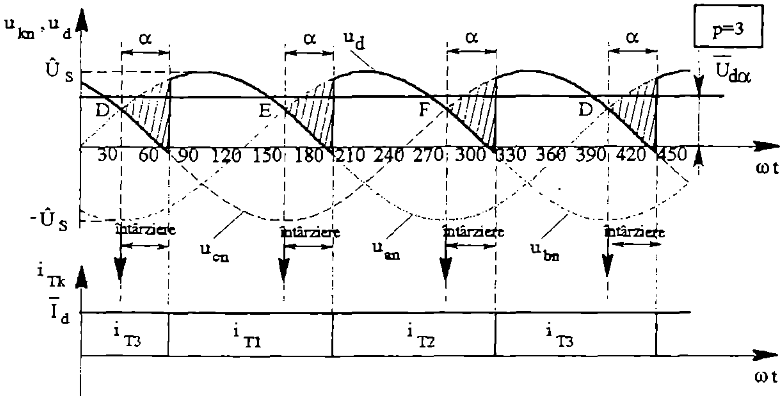
$$= \hat{U}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}\cos\alpha = U_{d0}\cos\alpha \tag{2.238}$$

Pentru α=0, $\overline{U}_{d\alpha} = \overline{U}_{d0}$ şi formele de undă sunt aceleaşi ca pentru schemele de redresare necomandate.

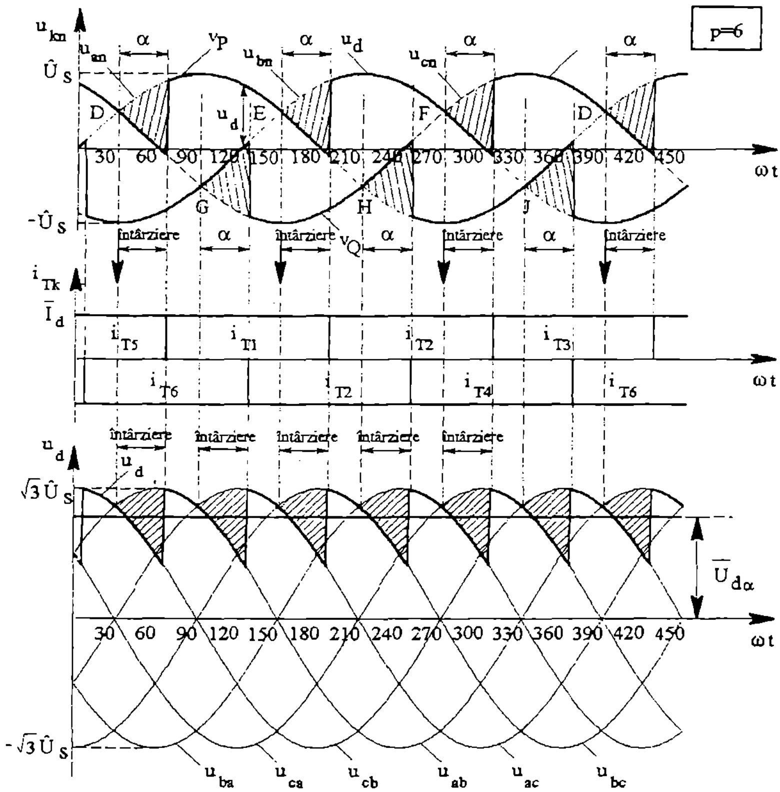
$$\overline{U}_\alpha = \overline{U}_{d0} - \overline{U}_{d\alpha} = \overline{U}_{d0}(1-\cos\alpha) \tag{2.239}$$

Relaţiile (2.238) şi (2.239) sunt valabile pentru redresoarele funcţionând cu sarcină normală sau cu sarcină rezistivă şi în regim de conducţie continuă (pentru unghiurile de comandă $\alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$).

Ele rămân de asemenea valabile pentru p=2 (redresor bialternanţă).



a)



b)

Fig. 2.51 Formele de undă pentru redresoarele comandate:
a) cu punct median; b) în punte.

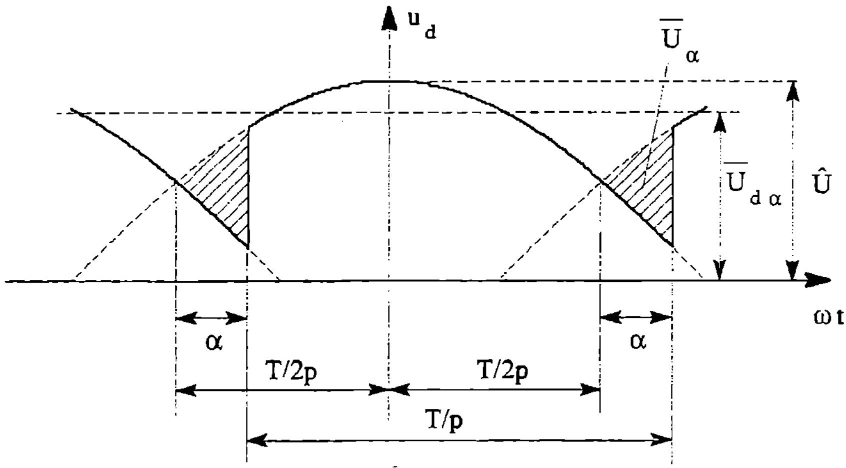


Fig. 2.52 Formele de undă pentru u_d. Întârzierea α.

Relația (2.238) arată că în ipoteza funcționării cu sarcină activă RLE, capabilă să mențină sensul curentului, pentru unghiuri de comandă superioare valorii de 90°, tensiunea redresată în gol $\overline{U}_{d\alpha}$ își schimbă semnul, devenind negativă.

Convertorul trece din regimul de funcționare ca redresor, în cel de invertor cu comutație naturală, pilotat de rețea. Curba $\overline{U}_{d\alpha}(\alpha)$ dată de relația (2.238) este numită caracteristică de reglaj. Ea este prezentată în fig. 2.53,a. Fig. 2.53,b arată cadranele de funcționare care îi corespund.

În practică, unghiul de comandă α pentru funcționarea în regim de invertor este limitat la o valoare cuprinsă între 150° și 165°, deoarece pentru valori superioare se pierde controlul invertorului. Acest fenomen va fi explicat într-unul din paragrafele următoare.

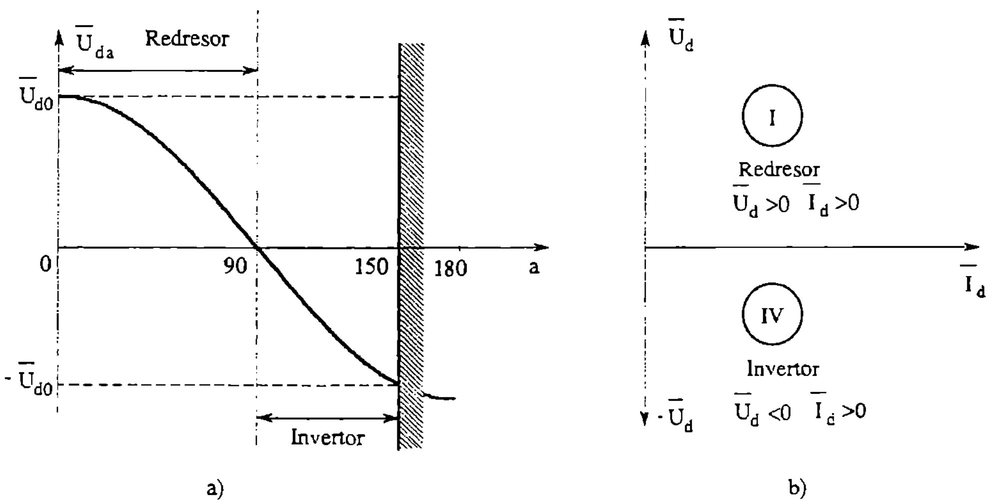


Fig. 2.53 Caracteristica de reglaj a) și cadranele care îi corespund b).

2.9 Comutația reală. Calculul căderii de tensiune reactivă $\overline{U}_\mu$ datorită comutației

În paragrafele precedente s-a neglijat existența inductanțelor în circuitul de comutație. S-a presupus deci comutația ca fiind ideală (instantanee). În realitate, prezența inductanțelor împiedică creșterile și descreșterile instantanee ale curenților. Comutația reală durează un interval de timp precis, caracterizat prin unghiul de comutație μ (vezi subcapitolul 2.3 și fig. 2.6).

Redresorul este alimentat de la rețea (fig. 2.54), prin urmare intervin reactanțele rețelei și transformatorului raportate la secundar.

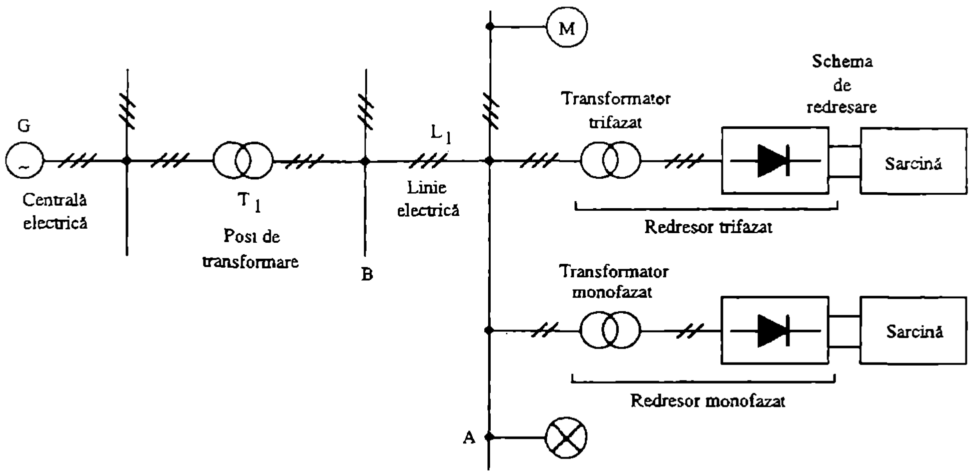


Fig. 2.54 Alimentarea redresoarelor.

În practică, reactanțele menționate apar în serie în fiecare cale de curent a celulei de comutație, ca și reactanțele proprii ale căilor. Suma lor este o reactanță echivalentă numită reactanță de comutație.

Reactanța de comutație este cea care limitează variația curenților în dispozitivele semiconductoare de putere în momentul comutației.

Reactanța transformatorului este, în general, cea mai importantă dintre aceste reactanțe în serie.

Se poate lua ca reactanță de comutație, reactanța de scăpări (de scurtcircuit) a transformatorului. Ea va fi notată cu $X_k = \omega L_k$.

Studiul comutației reale a redresorului funcționând cu sarcină normală și calculul tensiunii $\overline{U}_\mu$ sunt făcute pentru redresorul trifazat cu punct median (fig.2.25), după care, rezultatele vor fi generalizate și se vor preciza limitele lor de aplicare.

Pe durata comutației, de exemplu între T_1 și T_2 (T_1 a condus, T_2 intră în conducție) curentul de comutație i_k care apare în intervalul μ (vezi fig. 2.6,b) nu este limitat decât de reactanțele X_k.

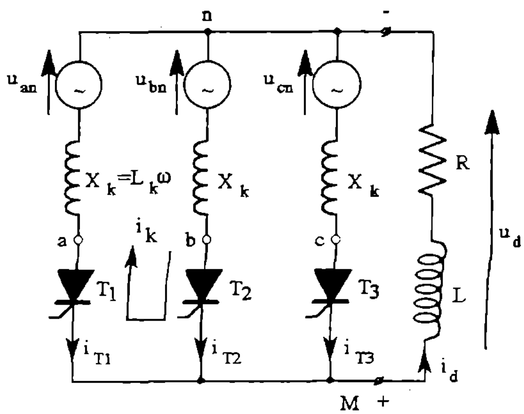


Fig. 2.55 Luarea în considerație a reactanțelor de comutație.

El este analog unui curent de scurtcircuit. Calculul tensiunii redresate u_d furnizate pe durata comutației se face scriind a doua teoremă a lui Kirchoff pentru căile de curent în comutație:

$$u_d = u_{an} + L_k \frac{\mathrm{d}i_k}{\mathrm{d}t}$$

$$u_d = u_{bn} - L_k \frac{\mathrm{d}i_k}{\mathrm{d}t}$$

Adunând cele două relații, rezultă:

$$u_d = \frac{u_{an} + u_{bn}}{2} \tag{2.240}$$

Relația (2.240) este valabilă pentru comutația normală a două componente semiconductoare. Pe durata comutației, tensiunea redresată este semisuma tensiunilor fazelor pe care se găsesc dispozitivele semiconductoare în comutație.

Fig. 2.56 prezintă alura tensiunilor redresate și curenților pentru schema din fig. 2.55, în două cazuri:

a) $\alpha = 0$ (caz identic cu funcționarea redresorului necomandat);
b) $\alpha \in [0, 90°]$.

Pentru a construi formele de undă ale curenților și tensiunii u_d procedura este următoarea:

- se reprezintă sistemul trifazat de tensiuni u_{an}, u_{bn}, u_{cn} și semisumele: $\frac{u_{an} + u_{bn}}{2}$, $\frac{u_{bn} + u_{cn}}{2}$, $\frac{u_{cn} + u_{an}}{2}$;
- se marchează punctele de comutație naturală: în cazul nostru D, E, F și se măsoară la început unghiurile de comutație μ (cazul $\alpha = 0$ identic cu redresor necomandat), sau unghiurile de comandă $\alpha \neq 0$ și de comutație μ (redresor comandat, $\alpha \in [0, 90^0]$);

– se reprezintă grafic curenții. Comutația are loc în punctele de comutație naturală pentru redresoarele necomandate, fiind întârziată cu α în raport cu aceste puncte, în cazul redresoarelor comandate. Durata comutației este μ;

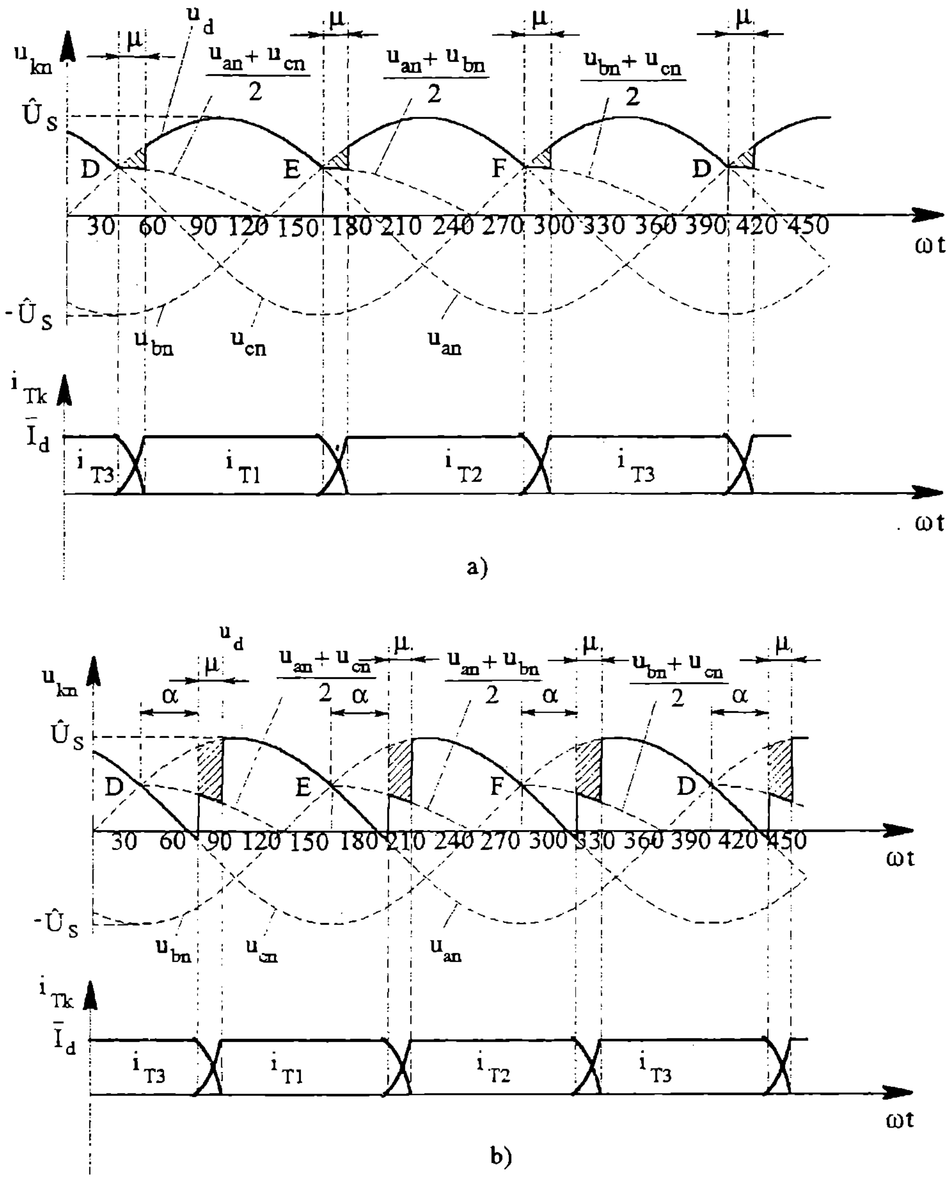


Fig. 2.56 Tensiunea redresată u_d și curenții în dispozitivele semiconductoare:
a) redresorul necomandat ($\alpha = 0$); b) redresorul necomandat ($\alpha \neq 0$).

– se reprezintă potențialele bornelor redresorului, ținând cont pentru fiecare interval de timp de dispozitivele semiconductoare aflate în conducție.

Pentru dispozitivul în conducție potențialul fazei se transmite la bornă. În intervalele de comutație potențialul bornei "+" este semisuma potențialelor fazelor în comutație.

De exemplu, (fig. 2.56,a) pentru $\omega t \in (60°, 150°)$, T_1 conduce; deci potențialul bornei M (fig. 2.55) este u_{an}. În punctul E începe comutația între T_1 și T_2, care are durata μ. M are ca potențial $\frac{u_{an}+u_{bn}}{2}$. Borna "-" este legată la neutrul n, potențialul lui fiind nul, adică: $u_d = v_M - v_n = v_M$. Pentru $\omega t \in (180°, 270°)$, T_2 este în conducție și $u_d = u_{bn}$.

Ariile hașurate în fig. 2.56 reprezintă micșorarea $\overline{U}_\mu$ a tensiunii redresate datorită comutației reale.

Pentru calculul căderii de tesniune $\overline{U}_\mu$ s-au preluat în fig. 2.57 formele de undă ale tensiunilor redresate, în cele două cazuri: $\alpha = 0$(fig. 2.57,a); $\alpha \neq 0$(fig. 2.57,b).

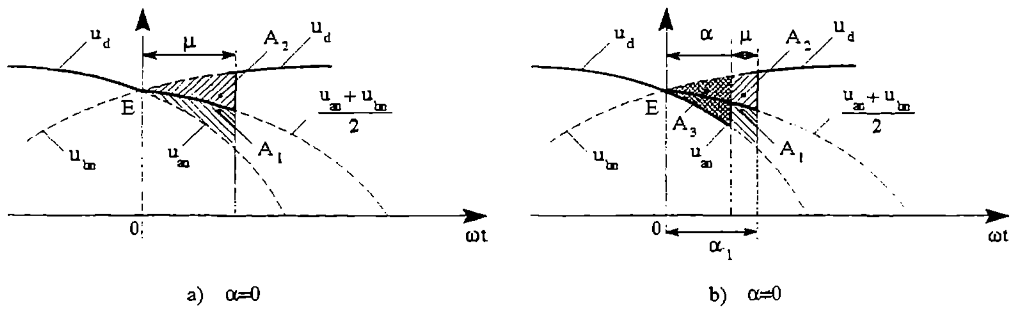


Fig. 2.57 Calulul căderii de tensiune reactivă.

a) $\alpha = 0$ - redresor necomandat:

Se observă că A_2 reprezintă micșorarea lui u_d datorită comutației reale și că $A_1 = A_2$ deoarece:

$$A_1 = \int_0^\mu \left(\frac{u_{an}+u_{bn}}{2} - u_{an} \right) d(\omega t) = \int_0^\mu \frac{u_{bn}-u_{an}}{2} d(\omega t) \tag{2.241}$$

$$A_2 = \int_0^\mu \left(u_{bn} - \frac{u_{an}+u_{bn}}{2} \right) d(\omega t) = \int_0^\mu \frac{u_{bn}-u_{an}}{2} d(\omega t) \tag{2.242}$$

$A = A_1 + A_2$ reprezintă micșorarea tensiunii redresate corespunzătoare unui unghi de comandă $\alpha = \mu$.

Deoarece același fenomen se produce în fiecare punct de comutație, se poate scrie:

$$\overline{U}_\mu = \frac{1}{2} \overline{U}_\alpha \big|_{\alpha=\mu} \tag{2.243}$$

Cu relația (2.239) rezultă:

$$\overline{U}_\mu = \frac{1}{2} \overline{U}_{d0} (1 - \cos\mu) \tag{2.244}$$

b) $\alpha \neq 0$ - redresor comandat:

$$A_1 = A_2 = \overline{U}_\mu \tag{2.245}$$

Aria A_3 reprezintă micșorarea lui u_d prin control de fază (vezi relația 2.239).

$$A_3 = \overline{U}_\alpha = \overline{U}_{d0}(1 - \cos\alpha) \tag{2.246}$$

Suma ariilor:

$$A = A_1 + A_2 + A_3 \tag{2.247}$$

poate fi interpretată ca o reducere a tensiunii u_d din cauza unei comenzi cu unghi $\alpha_1 = \alpha + \mu$. De asemenea, cu relația (2.239):

$$A = \overline{U}_{\alpha 1} = \overline{U}_{d0}(1 - \cos\alpha_1) = \overline{U}_{d0}[1 - \cos(\alpha + \mu)] \tag{2.248}$$

Înlocuind valorile (2.245), (2.246), (2.248) în relația (2.247), rezultă:

$$\overline{U}_{d0}[1 - \cos(\alpha + \mu)] = 2\overline{U}_\mu + \overline{U}_{d0}(1 - \cos\alpha)$$

de unde:

$$\overline{U}_\mu = \frac{1}{2}\overline{U}_{d0}[\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)] \tag{2.249}$$

Pentru $\alpha = 0$ (redresoare necomandate), plecând de la relația (2.249) se regăsește (2.244). Relațiile (2.244) și (2.249), stabilite în cazul redresorului trifazat cu punct median, au un caracter mult mai general, ele fiind valabile și pentru redresoarele paralele, paralele dublu și pentru o parte a redresoarelor serie, deoarece considerentele asupra egalităților ariilor utilizate pentru deducerea lor rămân aceleași în monofazat (fig. 2.58,a) și în trifazat (fig. 2.58,b). $\overline{U}_\mu$ se poate calcula dacă se cunoaște unghiul de comutație μ.

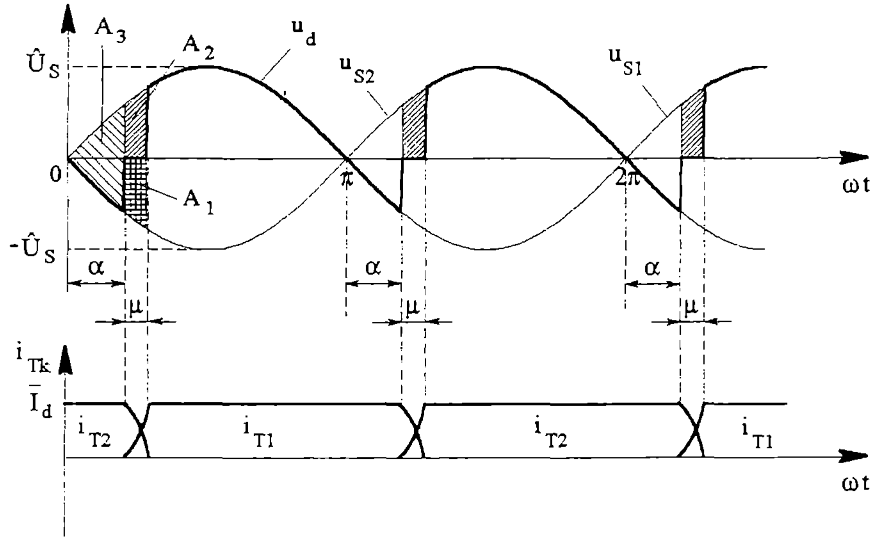


Fig. 2.58.a Comutația reală a redresorului monofazat cu punct median (P2;M2).

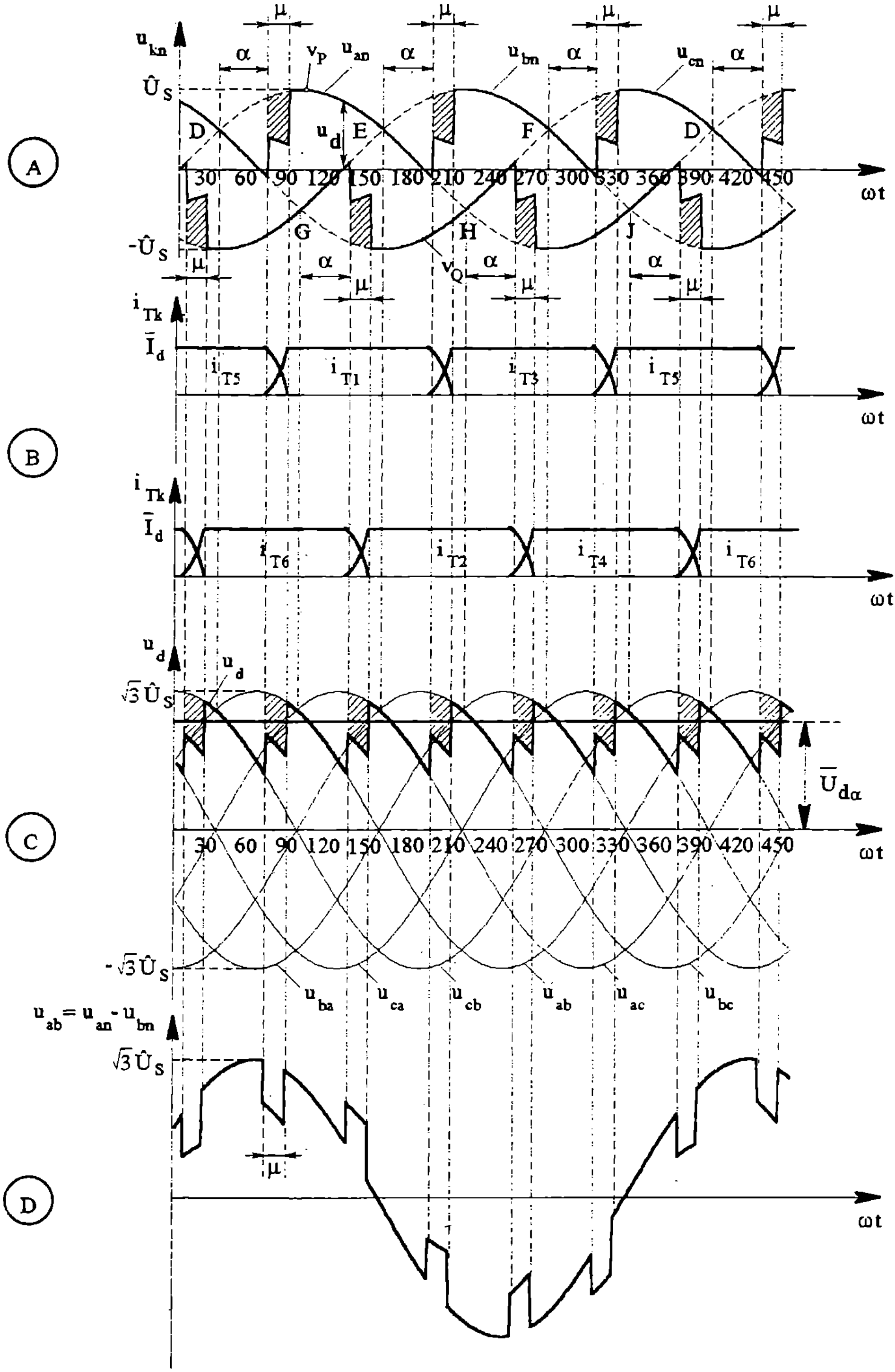


Fig. 2.58.b Comutația reală a redresorului trifazat în punte (PD3;B6).

2.9.1 Calculul unghiului de comutație μ

În fig. 2.59,a se consideră două căi de curent în comutație, ale redresorului trifazat cu punct median (fig. 2.55). Fig. 2.59,b arată variația curenților pe durata comutației.

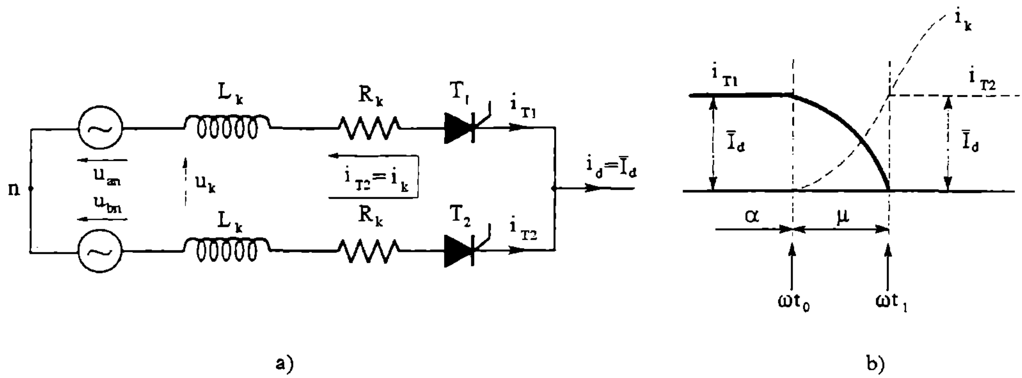


Fig. 2.59 Comutația celor două căi de curent: a) schema electrică; b) alura curenților.

T_1 conduce și în momentul t_0 se comandă intrarea în conducție a lui T_2.

A II-a teoremă a lui Kirchhoff dă:

$$u_k = u_{an} - u_{bn} = 2\left(R_k i_k + L_k \frac{di_k}{dt}\right) = \hat{U}_k \sin\omega t \tag{2.250}$$

cu $u_k = \hat{U}_k \sin\omega t$ -tensiunea de comutație.

Ecuația (2.250) are o soluție de forma:

$$i_k(\omega t) = i_{kf}(\omega t) + i_{kl}(\omega t) \tag{2.251}$$

$$i_{kf}(\omega t) = \frac{\hat{U}_k}{2Z_k}\sin(\omega t - \varphi) \tag{2.252}$$

unde:

$$Z_k = \sqrt{R_k^2 + (\omega L_k)^2}\,;\ \varphi = \arctan\frac{\omega L_k}{R_k}$$

$$i_{kl}(\omega t) = A\,\mathrm{e}^{-\frac{R_k}{\omega L_k}\omega t} \tag{2.253}$$

Ținând cont de faptul că $\omega L_k >> R_k \Rightarrow \varphi \equiv \frac{\pi}{2}$ soluția (2.251) se scrie sub forma:

$$i_k(\omega t) = -\frac{\hat{U}_k}{2Z_k}\cos\omega t + A \tag{2.254}$$

Din condiția inițială a ecuației diferențiale (2.250) se determină constanta A:

$$i_k(\alpha)=0 \Rightarrow 0=-\frac{\hat{U}_k}{2Z_k}\cos\omega t+A \Rightarrow A=\frac{\hat{U}_k}{2\omega L_k}\cos\alpha$$

care, înlocuită în (2.254), dă:

$$i_k(\omega t)=\frac{\hat{U}_k}{2\omega L_k}(\cos\alpha-\cos\omega t)=\hat{I}_k(\cos\alpha-\cos\omega t) \tag{2.255}$$

cu:

$$\hat{I}_k=\frac{\hat{U}_k}{2\omega L_k} \tag{2.256}$$

Relația (2.256) reprezintă valoarea de vârf a curentului de comutație.

Ea este independentă de curentul de sarcină $\overline{I}_d$ și depinde numai de caracteristicile circuitului în care se produce comutația.

$\hat{I}_k$ este proporțional cu tensiunea de comutație $\hat{U}_k$ și invers proporțional cu inductanța de scăpări L_k.

Condiția finală $i_k(\alpha+\mu)=\overline{I}_d$ înlocuită în (2.255) devine:

$$\overline{I}_d=\hat{I}_k\left[\cos\alpha-\cos(\alpha+\mu)\right] \tag{2.257}$$

de unde:

$$\cos(\alpha+\mu)=\cos\alpha-\frac{\overline{I}_d}{\hat{I}_k} \Rightarrow \mu=\arccos\left(\cos\alpha-\frac{\overline{I}_d}{\hat{I}_k}\right)-\alpha \tag{2.258}$$

Relația (2.258) dă unghiul de comutație pentru redresoarele comandate.

În cazul redresoarelor necomandate, $\alpha=0$, de unde:

$$\mu=\mu_0=\arccos\left(1-\frac{\overline{I}_d}{\hat{I}_k}\right) \tag{2.259}$$

Pentru redresoarele comandate μ_0 se numește unghi de comutație inițial.

Relațiile (2.258) și (2.259), care dau unghiul de comutație μ, sunt valabile în cazul redresoarelor paralele și paralele-duble, pentru valori $\mu\le\frac{2\pi}{p}$.

Pentru valori superioare apar comutații multiple, fenomen ce va fi studiat mai târziu.

În general, pentru curenți de sarcină normali și chiar în caz de suprasarcină (de 1,5 la 2 ori curentul nominal $\overline{I}_{dn}$):

$$\mu\le\frac{2\pi}{p}.$$

Curba $\mu(\alpha)$, având ca parametru $\frac{\bar{I}_d}{\hat{I}_k}$ este prezentată în fig. 2.60.

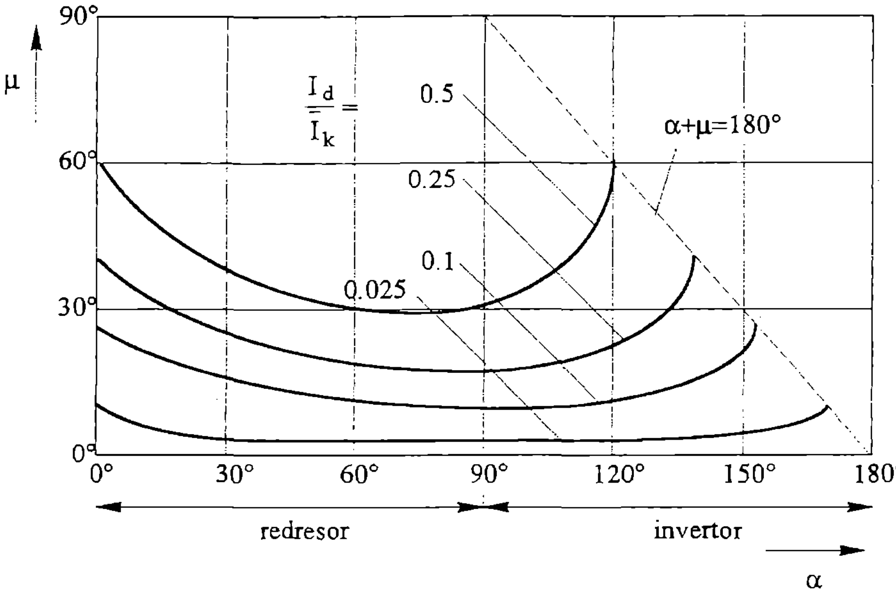


Fig. 2.60 Curba $\mu(\alpha)$ cu parametrul $\frac{\bar{I}_d}{\hat{I}_k}$.

În regim de redresor, la curent de sarcină $\bar{I}_d$=const., deci $\frac{\bar{I}_d}{\hat{I}_k}$=const., unghiul de comutație μ scade odată cu creșterea lui α pentru a atinge minimul la $\alpha = 90°$.

În regim de invertor μ crește din nou cu α până la limita $\alpha + \mu = 180°$, impusă de funcționarea fără răsturnare în acest regim.

Pentru un unghi de comandă constant, unghiul de comutație crește cu curentul de sarcină $\bar{I}_d$.

Curba $\mu(\alpha)$ dată de relația (2.258) poate fi pusă și sub o altă formă, ținând cont de relația (2.259):

$$(2.259) \quad \Rightarrow \quad \frac{\bar{I}_d}{\hat{I}_k} = 1 - \cos\mu_0 \Rightarrow$$

$$(2.258) \quad \Rightarrow \quad \mu = \arccos(\cos\alpha + \cos\mu_0 - 1) \qquad (2.260)$$

Rezultă de aici un grafic analog celui din fig. 2.60.

Acest grafic este prezentat în fig. 2.61.

2.9.2 Calulul lui $\overline{U}_\mu$ în funcție de reactanța de scăpări X_k

Raportul $\frac{\overline{I}_d}{\hat{I}_k}$ se scrie:

$$\frac{\overline{I}_d}{\hat{I}_k} = \frac{\overline{I}_d}{\frac{\hat{U}_k}{2X_k}} = \frac{2X_k \overline{I}_d}{\hat{U}_k} \tag{2.261}$$

dar:

$$\hat{U}_k = 2\hat{U}_S \sin\frac{\pi}{q} = 2\frac{\pi}{S_C q}\left(S_C \frac{q}{\pi}\hat{U}_S \sin\frac{\pi}{q}\right) = \frac{2\pi}{S_C q}\overline{U}_{d0} \tag{2.262}$$

Astfel, relația (2.261) devine:

$$\frac{\overline{I}_d}{\hat{I}_k} = \frac{2X_k \overline{I}_d}{\frac{2\pi}{S_C q}\overline{U}_{d0}} = \frac{S_C q}{\pi}\frac{X_k \overline{I}_d}{\overline{U}_{d0}} \tag{2.263}$$

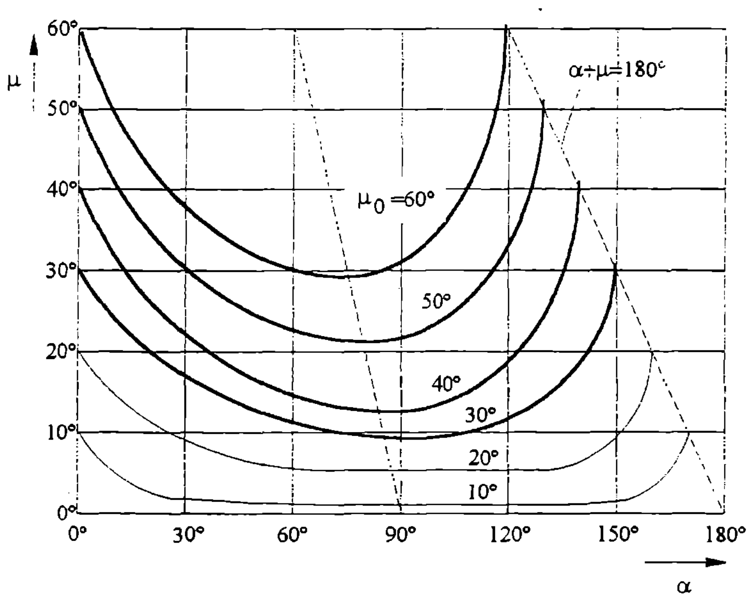


Fig. 2.61 Caracteristica $\mu(\alpha)$ cu parametrul μ_0.

Din relația (2.257) rezultă:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha+\mu) = \frac{\bar{I}_d}{\hat{I}_k} \tag{2.264}$$

și, cu ajutorul relației (2.263):

$$\cos\alpha - \cos(\alpha+\mu) = \frac{S_C q}{\pi}\frac{X_k \bar{I}_d}{\bar{U}_{d0}} \tag{2.265}$$

Astfel, se obține pentru $\bar{U}_\mu$ cu (2.265) și (2.249) expresia:

$$\bar{U}_\mu = \frac{1}{2}\bar{U}_{d0}\frac{S_C q}{\pi}\frac{X_k \bar{I}_d}{\bar{U}_{d0}} = \frac{S_C}{2\pi}X_k \bar{I}_d = \frac{S_C q}{2\pi}\omega L_k \bar{I}_d = S_C q f L_k \bar{I}_d \tag{2.266}$$

Dacă redresorul conține k celule de comutație care comută în același timp, atunci:

$$\bar{U}_\mu = k S_C q f L_k \bar{I}_d = R_{i\mu}\bar{I}_d \tag{2.267}$$

cu:

$$R_{i\mu} = k S_C q f L_k \tag{2.268}$$

$R_{i\mu}$ este numită rezistență de comutație sau rezistență internă. $R_{i\mu}$ este o mărime fictivă, fără semnificație fizică reală, care, parcursă de curentul $\bar{I}_d$, prezintă la borne căderea de tensiune $\bar{U}_\mu$.

Deseori, pentru calculele practice, este mai comod să se lucreze cu mărimi raportate. Se definesc:

- căderea de tensiune reactivă raportată $\bar{u}_\mu$:

$$\bar{u}_\mu = \frac{\bar{U}_\mu}{\bar{U}_{d0}} = \frac{R_{i\mu}\bar{I}_d}{\bar{U}_{d0}} \tag{2.269}$$

- căderea de tensiune reactivă raportată $\bar{u}_{\mu N}$ pentru funcționarea în regim nominal:

$$\bar{u}_{\mu N} = \frac{\bar{U}_{\mu N}}{\bar{U}_{d0}} = \frac{R_{i\mu}\bar{I}_{dn}}{\bar{U}_{d0}} \tag{2.270}$$

cu: $\bar{I}_{dn}$-valoarea medie a curentului nominal redresat.

- tensiunea de scurtcircuit a transformatorului:

$$u_{sc} = \frac{U_{sc1}}{U_{1n}} = \frac{X_k I_{1n}}{U_{1n}} \tag{2.271}$$

cu: I_{1n}-valoarea efectivă a curentului nominal primar;
U_{1n}-valoarea efectivă a tensiunii primare.

– curentul de sarcină raportat $\bar{I}_d^*$:

$$\bar{I}_d^* = \frac{\bar{I}_d}{\bar{I}_{dn}} \tag{2.272}$$

– numărul caracteristic Z_e al căderii reactive de tensiune:

$$Z_e = \frac{\bar{u}_{\mu N}}{u_{sc}} \tag{2.273}$$

Prin împărțirea relațiilor (2.269) și (2.270) rezultă:

$$\frac{\bar{u}_\mu}{\bar{u}_{\mu N}} = \frac{\bar{I}_d}{\bar{I}_{dn}} = \bar{I}_d^* \tag{2.274}$$

2.9.3 Calculul lui μ în funcție de Z_e, u_{sc} și $\bar{I}_d^*$

Relația (2.264) înlocuită în (2.249) dă:

$$\bar{U}_\mu = \frac{\bar{U}_{d0}}{2}\frac{\bar{I}_d}{\hat{I}_k} \tag{2.275}$$

de unde:

$$\frac{\bar{I}_d}{\hat{I}_k} = \frac{2\bar{U}_\mu}{\bar{U}_{d0}} = 2\bar{u}_\mu \tag{2.276}$$

Relația (2.264) devine:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu) = 2\bar{u}_\mu \tag{2.277}$$

iar relația (2.258) se transformă succesiv:

$$\mu = \arccos(\cos\alpha - 2\bar{u}_\mu) - \alpha = \arccos\left(\cos\alpha - 2\frac{\bar{u}_\mu}{\bar{u}_{\mu N}}\bar{u}_{\mu N}\right) - \alpha =$$

$$= \arccos(\cos\alpha - 2\bar{I}_d^*\bar{u}_{\mu N}) - \alpha = \arccos\left(\cos\alpha - 2\bar{I}_d^*\frac{\bar{u}_{\mu N}}{u_{sc}}u_{sc}\right) - \alpha$$

În final:

$$\mu = \arccos(\cos\alpha - 2Z_e u_{sc} I_d^*) - \alpha \tag{2.278}$$

Relațiile (2.277) și (2.278) sunt relații generale.

2.9.4 Calculul numărului caracteristic Z_e al căderii reactive de tensiune

Ținând cont de (2.267), (2.268), (2.271) și (2.273), numărul caracteristic Z_e va fi:

$$Z_e = \frac{\overline{u}_{\mu N}}{u_{sc}} = \frac{\dfrac{R_{i\mu}\overline{I}_{dn}}{\overline{U}_{d0}}}{\dfrac{X_k I_{1n}}{U_{1n}}} = \frac{kS_C q}{2\pi}\frac{\overline{I}_{dn}}{I_{1n}}\frac{U_{1n}}{\overline{U}_{d0}} \tag{2.279}$$

Se aplică relația (2.279) pentru:

a) redresorul monofazat cu punct median (P2; M2)

Considerându-se $\hat{U}_S$ tensiunea totală în secundar (pe fiecare priză $\hat{U}_S/2$), cu (2.79) și (2.98), rezultă:

$$Z_e = \frac{1\cdot 1\cdot 2}{2\pi}\frac{\overline{I}_{dn}}{\overline{I}_{dn}}\frac{\dfrac{\pi\overline{U}_{d0}}{\sqrt{2}}}{\overline{U}_{d0}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \tag{2.280}$$

b) redresorul monofazat în punte (PD2; B2)

Cu relațiile (2.85) și (2.99):

$$Z_e = \frac{1\cdot 2\cdot 2}{2\pi}\frac{\overline{I}_{dn}}{\overline{I}_{dn}}\frac{\dfrac{\pi\overline{U}_{d0}}{2\sqrt{2}}}{\overline{U}_{d0}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \tag{2.281}$$

c) redresorul trifazat cu punct median (P3; M3)

Cu relațiile (2.105) și (2.109), rezultă:

$$Z_e = \frac{1\cdot 1\cdot 3}{2\pi}\frac{\overline{I}_{dn}}{\dfrac{\sqrt{2}}{3}\overline{I}_{dn}}\frac{\dfrac{2\pi\overline{U}_{d0}}{3\sqrt{3}\sqrt{2}}}{\overline{U}_{d0}} = \frac{3}{2\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \tag{2.282}$$

d) redresorul trifazat în punte (PD3; B6)

– pentru cuplajul *stea-stea:*

Relațiile (2.154) și (2.170) dau:

$$Z_e = \frac{1\cdot 2\cdot 3}{2\pi}\frac{\overline{I}_{dn}}{\overline{I}_{dn}\sqrt{\dfrac{2}{3}}}\frac{\dfrac{\pi}{3\sqrt{3}\sqrt{2}}\overline{U}_{d0}}{\overline{U}_{d0}} = \frac{1}{2} \tag{2.283}$$

– pentru cuplajul *triunghi-stea* (relațiile 2.154, 2.171):

$$Z_e = \frac{1\cdot 2\cdot 3}{2\pi}\frac{\overline{I}_{dn}}{\sqrt{2}\overline{I}_{dn}}\frac{\frac{\pi}{3\sqrt{3}\sqrt{2}}\overline{U}_{d0}\sqrt{3}}{\overline{U}_{d0}} = \frac{1}{2} \qquad (2.284)$$

e) redresorul hexafazat cu punct median

– cuplaj *triunghi-stea-hexafazată* (relațiile 2.121, 2.124 - fig. 2.34)

$$Z_e = \frac{1\cdot 1\cdot 6}{2\pi}\frac{\overline{I}_{dn}}{\sqrt{\frac{2}{3}}\overline{I}_{dn}}\cdot\frac{\frac{\pi\overline{U}_{d0}}{3\sqrt{2}}}{\overline{U}_{d0}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \qquad (2.285)$$

Dacă se consideră numărul total de spire ale unei înfășurări secundare n_2 în loc de $2n_2$, rezultă:

$$Z_e = \sqrt{3} \qquad (2.286)$$

– cuplaj *stea-stea-hexafazată* (în secundar $2n_2$ spire)

$$Z_e = \frac{1\cdot 1\cdot 6}{2\pi}\frac{\overline{I}_{dn}}{\frac{\overline{I}_{dn}}{\sqrt{3}}}\cdot\frac{\frac{\pi\overline{U}_{d0}}{3\sqrt{2}}}{\overline{U}_{d0}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \qquad (2.287)$$

Dacă se consideră numărul total de spire ale unei înfășurări secundare n_2 în loc de $2n_2$, rezultă de aici:

$$Z_e = \frac{1\cdot 1\cdot 6}{2\pi}\frac{\overline{I}_{dn}}{\frac{\overline{I}_{dn}}{\sqrt{3}}}\cdot\frac{\frac{2\pi\overline{U}_{d0}}{3\sqrt{2}}}{\overline{U}_{d0}} = \sqrt{6} \qquad (2.288)$$

2.9.5 Calculul lui $\overline{U}_\mu$ în funcție de Z_e, u_{sc} și $\overline{I}_d^*$

Relația (2.278) se poate scrie sub forma:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha+\mu) = 2Z_e u_{sc}\overline{I}_d^* \qquad (2.289)$$

Ținând cont de relația (2.249), rezultă:

$$\overline{U}_\mu = \frac{1}{2}\overline{U}_{d0}2Z_e u_{sc}\overline{I}_d^* = Z_e u_{sc}\overline{I}_d^*\overline{U}_{d0} \qquad (2.290)$$

2.10 Căderea rezistivă de tensiune $\overline{U}_r$. Calcul

Tensiunea rezistivă $\overline{U}_r$ se calculează cu ajutorul relației:

$$\overline{U}_r = \frac{\sum P}{\overline{I}_d} = \frac{P_J + P_{sig} + P_{CS}}{\overline{I}_d} = \overline{U}_J + \overline{U}_{sig} + \overline{U}_{CS} \tag{2.291}$$

Ea reprezintă micșorarea tensiunii redresate $\overline{U}_d$ datorită pierderilor de putere activă $\sum P$.

- P_j reprezintă pierderile de putere activă datorate rezistențelor transformatorului și rețelei:

$$P_J = nR_2 I_S^2 + mR_1 I_P^2 + mR_1' I_l^2 \tag{2.292}$$

cu : n, m - numărul de faze în secundarul, respeciv primarul transformatorului;
R_2, R_1, R_1' - rezistente de fază ale secundarului, primarului transformatorului, respectiv ale rețelei amonte;
I_S, I_P, I_l - valori efective ale curenților : secundar, primar și de linie.

Curenții I_S, I_P, I_l se pot exprima în funcție de $\overline{I}_d$, deci:

$$P_J = R_d \overline{I}_d^2$$

cu: R_d-rezistența totală echivalentă raportată pe partea de curent continu;
Astfel:

$$\overline{U}_J = \frac{P_J}{\overline{I}_d} = R_d \overline{I}_d \tag{2.293}$$

- P_{sig} reprezintă pierderile în siguranțe. Siguranța este un element rezistiv, dar pierderile ei sunt proporționale mai mult decât cu pătratul valorii efective a curentului, deoarece temperatura ei variază mult cu acesta. Constructorii de siguranțe dau caracteristica puterii disipate în funcție de curentul I_{dsig} care parcurge siguranța.

În acest caz:

$$P_{sig} = N_S P_{sig1} \tag{2.294}$$

cu:

N_S - numărul de siguranțe parcurse simultan de curent;
P_{sig1} - puterea disipată obținută din caracteristică.
$\overline{U}_{sig}$ reprezintă o cădere de tensiune echivalentă:

$$\overline{U}_{sig} = \frac{P_{sig}}{I_{dsig}} \tag{2.295}$$

- P_{CS} sunt pierderile de putere activă în componentele semiconductoare de putere.

$$P_{CS} = N_{CS} \cdot P_F \tag{2.296}$$

cu: N_{CS} - numărul de componente semiconductoare care se află în conducție în același timp;

P_F - pierderile în conducție în componentele semiconductoare. Ele se pot calcula sau se citesc direct din diagramele date în cataloage.

$$\overline{U}_{CS} = \frac{P_{CS}}{\overline{I}_{dcs}} \tag{2.297}$$

cu:

$\overline{I}_{dcs}$ - curentul în componentă.

Căderea de tensiune $\overline{U}_{CS}$ la bornele componentelor semiconductoare se calculează și direct:

$$\overline{U}_{CS} = N_{CS}\overline{U}_{CS1} \tag{2.298}$$

cu:

$\overline{U}_{CS1}$ - căderea de tensiune la bornele componentei în conducție, citită din caracteristica statică directă, în funcție de curentul care o străbate.

Relațiile care permit calculul pentru $\overline{U}_J$ se obțin din expresiile (2.292) și (2.293) ținând cont de valorile curenților care au fost calculate pentru fiecare tip de redresor (vezi subcapitolul 2.7).

a) redresor monofazat cu punct median (P2; M2):

$$\overline{U}_J = \left[R_2 + (R_1 + R_1')\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2\right]\overline{I}_d \tag{2.299}$$

b) redresor monofazat în punte (PD2; B2):

$$\overline{U}_J = \left[R_2 + (R_1 + R_1')\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2\right]\overline{I}_d \tag{2.300}$$

c) redresor trifazat cu punct median (P3; M3):

– cuplaj stea-stea:

$$\overline{U}_J = \left[R_2 + \frac{2}{3}(R_1 + R_1')\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2\right]\overline{I}_d \tag{2.301}$$

– cuplaj triunghi-stea:

$$\overline{U}_J = \left[R_2 + \left(\frac{2}{3}R_1 + 2R_1'\right)\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2\right]\overline{I}_d \tag{2.302}$$

d) redresor în stea hexafazat cu punct median (P6; M6):

– cuplaj stea-stea hexafazată:

$$\overline{U}_J = \left[R_2 + \frac{2}{3}(R_1 + R_1')\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \right] \overline{I}_d \tag{2.303}$$

– cuplaj triunghi-stea hexafazată:

$$\overline{U}_J = \left[R_2 + (R_1 + R_1')\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \right] \overline{I}_d \tag{2.304}$$

e) redresor trifazat în punte (PD3; B6):

– cuplaj stea-stea:

$$\overline{U}_J = 2\left[R_2 + (R_1 + R_1')\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \right] \overline{I}_d \tag{2.305}$$

– cuplaj triunghi-stea:

$$\overline{U}_J = 2\left[R_2 + (R_1 + 3R_1')\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \right] \overline{I}_d \tag{2.306}$$

f) redresor trifazat în punte (S3):

– cuplaj stea-triunghi:

$$\overline{U}_J = \frac{2}{3}\left[R_2 + (R_1 + R_1')\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \right] \overline{I}_d \tag{2.307}$$

– cuplaj triunghi-triunghi:

$$\overline{U}_J = \frac{2}{3}\left[R_2 + (R_1 + 3R_1')\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \right] \overline{I}_d \tag{2.308}$$

Aceste calcule pentru $\overline{U}_r$ nu țin cont de comutația reală a componentelor semiconductoare de putere. Pentru o valoare $\overline{I}_d$, având în vedere comutația reală, valoarea efectivă a curentului în componente I_{dcs}, precum și curentul secundar I_S, vor fi mai reduse. Pentru unghiuri de comutație μ de valori scăzute, o astfel de corecție poate fi neglijată.

În cazul comutației reale curentul într-o componentă semiconductoare și în siguranța asociată este:

$$\left(I_{dcs}\right)_{\mu \neq 0} = I_{dcs}\sqrt{1 - h\Phi(\alpha, \mu)} \tag{2.309}$$

cu:

$$h=\begin{cases}2 & \text{pentru} \quad (P2;DP2)\\ 4.5 & \text{pentru} \quad (P3)\\ 6 & \text{pentru} \quad (P6)\\ 3 & \text{pentru} \quad (DP3;S3)\end{cases} \tag{2.310}$$

$$\Phi(\alpha,\mu)=\frac{\sin\mu\left[2+\cos(2\alpha+\mu)\right]-\mu\left[1+2\cos\alpha\cos(\alpha+\mu)\right]}{2\pi\left[\cos\alpha-\cos(\alpha+\mu)\right]^2} \tag{2.311}$$

I_{dcs} - curentul în componentă în cazul comutației ideale (μ=0).

Pierderile în fier ale transformatorului sunt în general constante. Ele determină o cădere de tensiune independentă de sarcină. În calcule, se pot lua în considerație prin micșorarea valorii de vârf $\hat{U}$ care intră în expresia lui $\overline{U}_{d0}$.

În loc de $\overline{U}_{d0}=\hat{U}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}$ se consideră:

$$\overline{U}_{d0}=\left(\hat{U}-\Delta\hat{U}_{Fe_2}\right)\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p} \tag{2.312}$$

cu:

$$\Delta\hat{U}_{Fe_2}=\sqrt{2}\frac{n_2}{n_1}\Delta U_{Fe_1}$$

$$\Delta U_{Fe_1}\cong\frac{Z_{sc}}{2}I_0 \tag{2.313}$$

$$Z_{sc}=\frac{u_{sc}}{100}\frac{U_p^2}{S_p}$$

I_0 - curentul de mers în gol al transformatorului.

2.11 Caracteristica externă (de sarcină) a redresorului

Caracteristica externă (de sarcină) este curba $\overline{U}_d\left(\overline{I}_d\right)$ pentru toată gama de curenți de sarcină, de la funcționarea în gol până la scurtcircuit.

Pentru redresoarele comandate funcționând cu sarcină normală, în cazul comutației ideale:

$$\overline{U}_d=\overline{U}_{d\alpha}=\overline{U}_{d0}\cos\alpha \tag{2.314}$$

Caracteristicile de sarcină sunt prezentate în fig. 2.62.

Caracteristica pentru α=0 reprezintă de asemenea caracteristica redresorului necomandat.

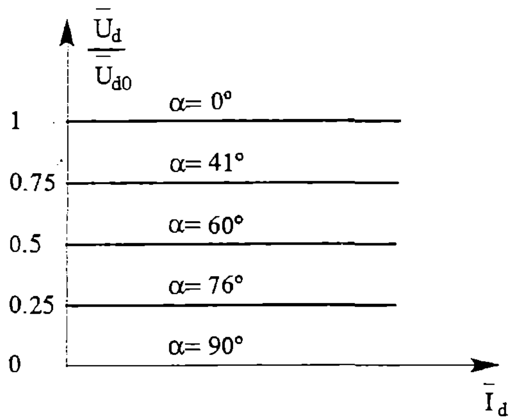


Fig. 2.62 Caracteristica de sarcină pentru comutația ideală ($L_k = 0$).

În domeniul comutației normale, caracteristicile de sarcină se pot calcula pas cu pas, cu ajutorul relațiilor (2.75) sau (2.76):

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d\alpha} - \overline{U}_\mu - \overline{U}_r = \overline{U}_{d0}\cos\alpha - \overline{U}_\mu - \overline{U}_r \tag{2.315}$$

cu: $\overline{U}_\mu = R_{i\mu}\overline{I}_d$ (se calculează cum s-a arătat la subcapitolul 2.9);

$\overline{U}_r = \overline{U}_J + \overline{U}_{sig} + \overline{U}_{CS}$ (se calculează cum s-a arătat la subcapitolul 2.10).

Caracteristicile de sarcină sunt date în fig. 2.63. Intersecția caracteristicii α=0 cu axa curentului reprezintă valoarea curentului de scurtcircuit ideal (sau teoretic) I_{dsct}.

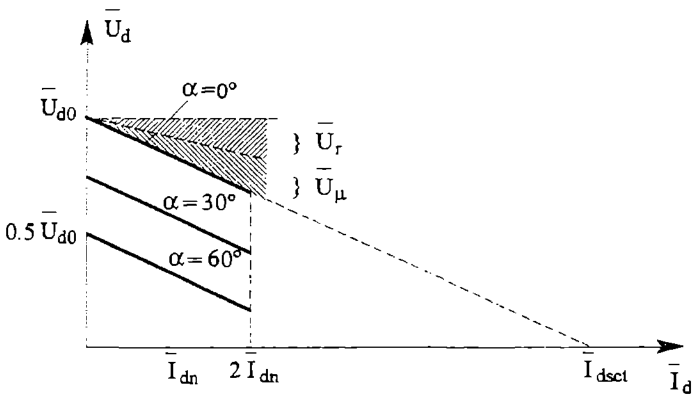


Fig. 2.63 Caracteristicile de sarcină: comutația reală $L_k \neq 0$, regulată.

Caracteristica de sarcină se poate exprima de asemenea sub formă raportată.

Tensiunea în gol $\overline{U}_{d0}$ corespunzătoare tensiunii primare U_p de alimentare va fi:

$$\overline{U}_{d0} = \left(\overline{U}_{d0}\right)_n \frac{U_P}{U_{Pn}} \tag{2.316}$$

cu: $\left(\overline{U}_{d0}\right)_n$ - tensiunea în gol corespunzătoare tensiunii primare nominale.

Relația (2.315) se scrie:

$$\frac{\overline{U}_d}{\left(\overline{U}_{do}\right)_n}=\frac{\overline{U}_{do}}{\left(\overline{U}_{do}\right)_n}\cos\alpha-\frac{\overline{U}_\mu}{\left(\overline{U}_{do}\right)_n}-\frac{\overline{U}_r}{\left(\overline{U}_{do}\right)_n}$$

și cu relația (2.316):

$$\frac{\overline{U}_d}{\left(\overline{U}_{do}\right)_n}=\left(\overline{U}_{do}\right)_n\frac{U_p}{U_{pn}}\frac{1}{\left(\overline{U}_{do}\right)_n}\cos\alpha-\overline{U}_{\mu N}\frac{\overline{I}_d}{\overline{I}_{dn}}\frac{1}{\left(\overline{U}_{do}\right)_n}-\overline{U}_{rN}\frac{\overline{I}_d}{\overline{I}_{dn}}\frac{1}{\left(\overline{U}_{do}\right)_n}$$

cu: $\overline{U}_{rN}$ - căderea rezistivă de tensiune în regim nominal.

Astfel:

$$\frac{\overline{U}_d}{\left(\overline{U}_{do}\right)_n}=\frac{U_P}{U_{Pn}}\cos\alpha-\overline{u}_{\mu N}\frac{\overline{I}_d}{\overline{I}_{dn}}-\overline{u}_{rN}\frac{\overline{I}_d}{\overline{I}_{dn}}$$

deci:

$$\frac{\overline{U}_d}{\left(\overline{U}_{do}\right)_n}=\frac{U_P}{U_{Pn}}\cos\alpha-u_{\mu N}\overline{I}_d^*-u_{rN}\overline{I}_d^* \tag{2.317}$$

Relația (2.317) dă o reprezentare grafică asemănătoare celei din fig. 2.63.

Unghiul de comutație μ crește cu curentul de sarcină $\overline{I}_d$ (vezi fig. 2.60). În cazul suprasarcinilor (mai mult de $2\overline{I}_{dn}$) μ ia valori importante și comutația iese din regiunea normală, devenind multiplă, adică în același moment se găsesc în comutație mai mult de două componente semiconductoare.

Acest fenomen influențează relația între $\overline{U}_\mu$ și $\overline{I}_d$, care încetează de a mai fi liniară, ca și caracteristica de sarcină (fig. 2.64,a)

Comutația multiplă pentru redresorul cu punct median necomandat este explicată în fig. 2.64,b.

Diodele D_1 și D_2 conduc în intervalul $(\omega t_1, \omega t_2)$, tensiunea redresată u_d este deci media tensiunilor u_{an}, u_{bn}.

În momentul ωt_2, u_d devine nulă și, cum anodul lui D_3 este mai pozitiv decât catodul său, D_3 intră în conducție. În momentul ωt_2, conduc toate cele trei diode.

Tensiunea u_d este nulă până în momentul ωt_3 unde comutația între D_1 și D_2 este încheiată. Diodele D_2 și D_3 rămân în conducție, u_d ia valoarea $(u_{bn}+u_{cn})/2$. Curentul i_{D3} scade până la zero în momentul ωt_4.

După ωt_4, i_{D2} scade de asemenea, dar i_{D3} crește, deoarece u_{cn} depășește nivelul valorii u_{bn}.

Tensiunea redresată u_d rămâne egală cu $(u_{bn}+u_{cn})/2$. Funcționarea descrisă mai sus se repetă periodic.

Fig. 2.65 dă caracteristica de sarcină pentru acest redresor, calculată până la scurtcircuit.

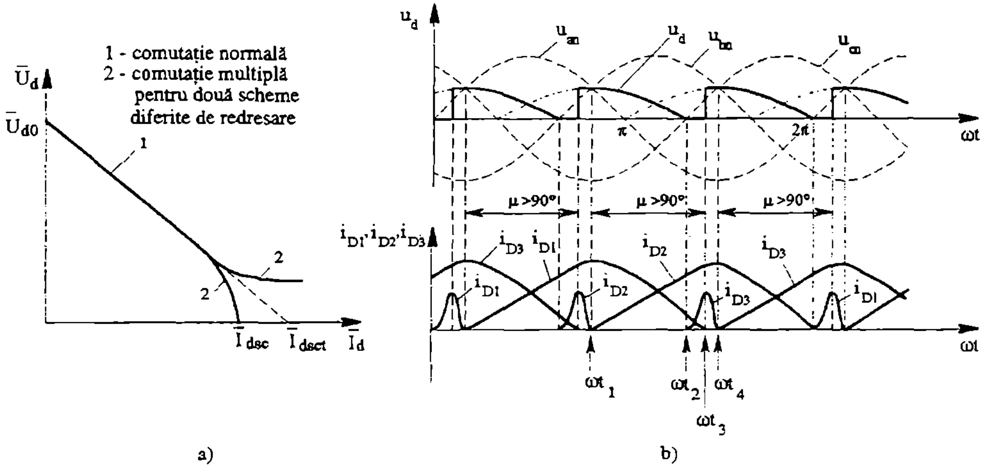


Fig. 2.64 Comutația multiplă: a) caracteristicile de sarcină modificate; b) formele de undă pentru redresorul trifazat cu punct median.

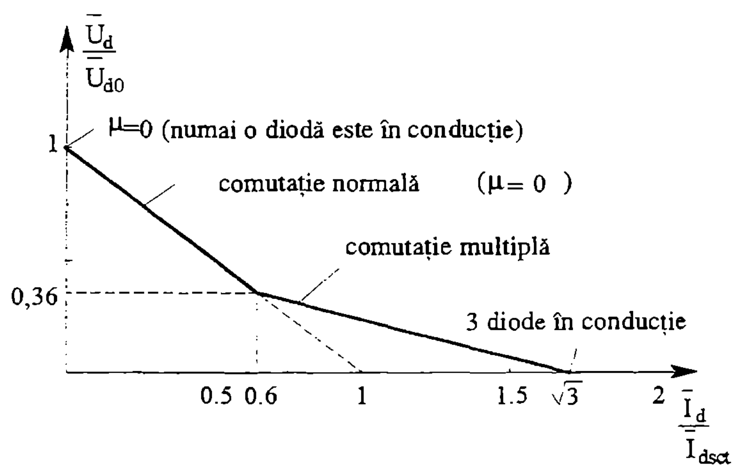


Fig. 2.65 Caracteristica de sarcină, calculată pentru redresorul trifazat cu punct median necomandat.

2.12 Funcționarea în scurtcircuit. Calculul raportului de scurtcircuit pentru schemele de redresare

Comportarea în scurtcircuit a unui montaj este unul dintre criteriile de calitate.

În cazul redresoarelor, se poate considera că limitarea curenților de scurtcircuit este făcută prin reactanța de comutație, căreia i se dă ca valoare reactanța de scăpări (de scurtcircuit) X_k a transformatorului (vezi subcapitolul 2.9). Cazul cel mai defavorabil din punct de vedere al scurtcircuitului este pentru $\alpha = 0$ (redresor necomandat).

Factorul de scurtcircuit k_{sc} arată caracteristicile unui redresor în privința limitării:

$$k_{sc} = \frac{\bar{I}_{dsc}}{\bar{I}_{dsci}} \tag{2.318}$$

cu: $\bar{I}_{dsc}$ - valoarea medie a curentului de scurtcircuit;

$\bar{I}_{dsci}$ - valoarea medie a curentului de scurtcircuit ideal (teoretic)-vezi fig. 2.64,a.

$\bar{I}_{dsci}$ este o mărime calculată, care reprezintă curentul de sarcină pentru care căderea de tensiune reactivă $\overline{U}_{\mu}$ devine egală cu $\overline{U}_{d0}$, în cazul comutației normale. Redresorul este mai bun dacă are un factor k_{sc} scăzut.

Scurtcircuitul cel mai sever este acela la bornele redresorului. Calculele se fac neglijând căderea rezistivă de tensiune $\overline{U}_{r}$.

2.12.1 Redresorul de tip paralel

Schema electrică este prezentată în fig. 2.66.

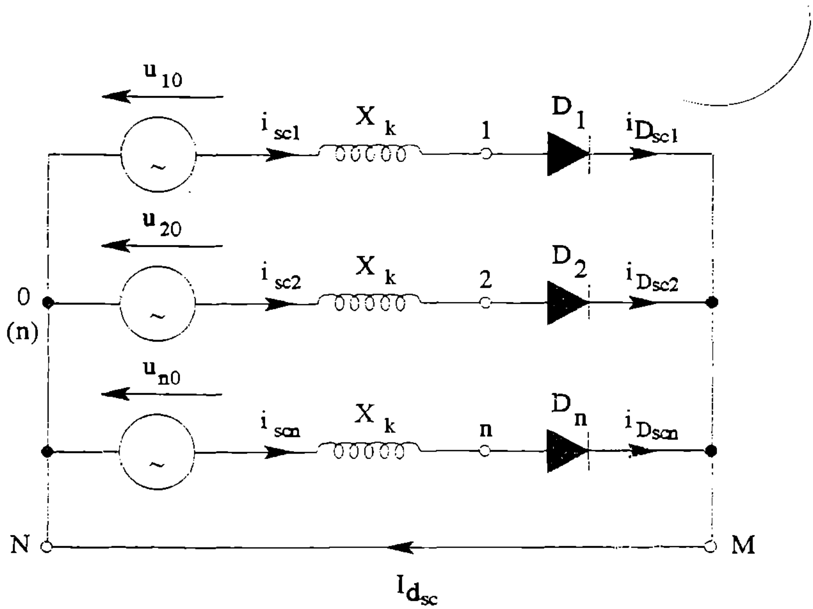


Fig. 2.66 Redresorul de tip paralel în scurtcircuit.

Diodele conduc una după alta un timp T/n.

Dacă D_1 este în conducție: $i_{D1} = i_{sc1}$, deci:

$$X_k \frac{di_{sc1}}{dt} = u_{10} = \hat{U}_S \sin \omega t \tag{2.319}$$

Soluția este (vezi relația 2.38) următoarea:

$$i_{sc1} = \frac{\hat{U}_S}{X_k}(1-\cos\omega t) \tag{2.320}$$

Valoarea efectivă a curentului de scurtcircuit va fi:

$$I_{sc1} = I_{Dsc1} = \frac{\hat{U}_S}{X_k}\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T (1-\cos\omega t)^2 \mathrm{d}t} = \sqrt{3}\frac{U_S}{X_k} \tag{2.321}$$

Astfel ea este de $\sqrt{3}$ ori mai mare decât cea din cazul unui scurtcircuit la bornele secundare.

Valoarea medie a curentului de scurtcircuit prin diode este:

$$\bar{I}_{scj} = \bar{I}_{Dscj} = \frac{\hat{U}_S}{X_k} = \frac{\hat{U}_S}{\omega L_k} \text{ cu } j=1\div n \tag{2.322}$$

de unde, valoarea medie a curentului de scurtcircuit:

$$\bar{I}_{dsc} = n\bar{I}_{scj} = n\frac{\hat{U}_S}{X_k} \tag{2.323}$$

Cu relațiile (2.315), (2.232) și (2.267):

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d0} - \overline{U}_\mu = \frac{p}{\pi}\left(\sin\frac{\pi}{p}\right)\hat{U} - \frac{p}{2\pi}\omega L_k \bar{I}_d \tag{2.324}$$

și pentru scurtcircuit cu $\overline{U}_d = 0$ $\bar{I}_d = \bar{I}_{dsct}$ rezultă:

$$\bar{I}_{dsct} = 2\left(\sin\frac{\pi}{p}\right)\frac{\hat{U}}{X_k} \tag{2.325}$$

Raportul relațiilor (2.323) și (2.325) dă:

$$k_{sc} = \frac{\bar{I}_{dsc}}{\bar{I}_{dsct}} = \frac{n}{2\sin\frac{\pi}{p}}\frac{\hat{U}_S}{\hat{U}} \tag{2.326}$$

Pentru cazurile particulare relația (2.326) devine:

– (P2, M2) $$\Rightarrow k_{sc} = \frac{2}{2\sin\frac{\pi}{2}}\frac{\hat{U}_S}{\hat{U}_S} = 1 \tag{2.327}$$

– (P3, M3) $$\Rightarrow k_{sc} = \frac{3}{2\sin\frac{\pi}{3}}\frac{\hat{U}_S}{\hat{U}_S} = \sqrt{3} \tag{2.328}$$

– (P6, M6) $$\Rightarrow k_{sc} = \frac{6}{2\sin\frac{\pi}{6}}\frac{\hat{U}_S}{\hat{U}_S} = 6 \qquad (2.329)$$

Se observă creşterea factorului de scurtcircuit k_{sc} odată cu creşterea numărului de faze.

2.12.2 Redresorul de tip paralel dublu

Schema electrică este prezentată în fig. 2.67.

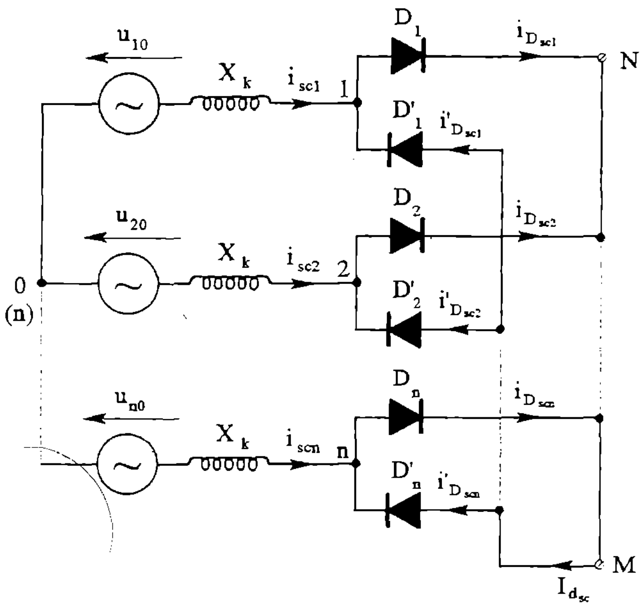


Fig. 2.67 Redresorul de tip paralel-dublu în scurtcircuit.

Cele n borne secundare, datorită celor $2n$ diode şi a scurtcircuitului au acelaşi potenţial şi formează un punct neutru. Înfăşurările se află între acest punct neutru şi neutrul transformatorului; astfel fiecare fază apare în scurtcircuit direct şi curenţii secundari sunt alternativi. De exemplu, pentru prima fază:

$$X_k \frac{\mathrm{d}i_{sc1}}{\mathrm{d}t} = \hat{U}_S \sin\omega t \Rightarrow i_{sc1} = -\frac{\hat{U}_S}{X_k}\cos\omega t \Rightarrow I_{sc1} = \frac{U_S}{X_k} \qquad (2.330)$$

Semialternanţa pozitivă a celor n curenţi secundari ajunge la borna M prin diodele celulei D_1, D_2,....., D_n, iar cea negativă la borna N prin diodele celei de-a doua celule $(D_1', D_2', \ldots, D_n')$.

Valoarea medie a curentului de scurtcircuit printr-o diodă va fi:

$$\bar{I}_{Dscj} = \frac{1}{\pi}\frac{\hat{U}_S}{X_k} \text{ cu } j=1\div 12 \qquad (2.331)$$

Valoarea efectivă este:

$$I_{Dscj} = \frac{\hat{U}_S}{2X_k} \text{ cu } j=1\div 12 \tag{2.332}$$

$\bar{I}_{dsc}$ este suma valorilor medii ale curenților.

$$\bar{I}_{dsc} = \sum_{j=1}^{n} \bar{I}_{Dscj} = \frac{n}{\pi}\frac{\hat{U}_S}{X_k} \tag{2.333}$$

Curentul de scurtcircuit nu este constant.

El are n sau $2n$ segmente de sinusoidă după cum valoarea n este pară sau impară.

Relația (2.325) care dă valoarea curentului de scurtcircuit teoretică rămâne valabilă; din (2.333) rezultă:

$$k_{sc} = \frac{\bar{I}_{dsc}}{\bar{I}_{dsci}} = \frac{n}{2\pi\sin\frac{\pi}{p}}\frac{\hat{U}_S}{\hat{U}} \tag{2.334}$$

Această relație nu este aplicabilă pentru PD2 (B2). În acest caz (PD2; B2), cu relația (2.267) se obține:

$$\overline{U}_\mu = \frac{2}{\pi} X_k \bar{I}_d \tag{2.335}$$

Dar $\overline{U}_{d0} = \frac{2}{\pi}\hat{U}_S$; astfel, în cazul scurtcircuitului:

$$\frac{2}{\pi}\hat{U}_S = \frac{2}{\pi} X_k \bar{I}_{dsci} \Rightarrow \bar{I}_{dsci} = \frac{\hat{U}_S}{X_k} \tag{2.336}$$

Cu relația (2.333):

$$\bar{I}_{dsc} = \frac{2}{\pi}\frac{\hat{U}_S}{X_k} \tag{2.337}$$

Deci:

$$k_{sc} = \frac{2}{\pi} = 0,636 \tag{2.338}$$

Pentru redresorul PD3 (B6) relația (2.334) dă:

$$k_{sc} = \frac{3}{2\pi\sin\frac{\pi}{6}}\frac{\hat{U}_S}{\sqrt{3}\hat{U}_S} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} = 0,555 \tag{2.339}$$

2.12.3 Redresorul de tip serie

Schema electrică este prezentată în fig. 2.68.

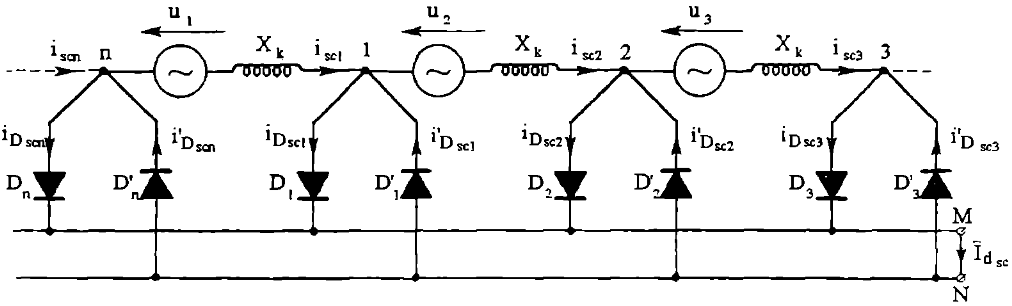


Fig. 2.68 Redresorul de tip serie în scurtcircuit

Redresorul are n faze secundare şi bornele M, N sunt scurtcircuitate. Cele n înfăşurări secundare ale transformatorului sunt legate în poligon.

Cum pentru redresorul paralel dublu se poate scrie:

$$X_k \frac{\mathrm{d}i_{sc1}}{\mathrm{d}t} = \hat{U}_S \sin \omega t \Rightarrow i_{sc1} = -\frac{\hat{U}_S}{X_k} \cos \omega t$$

Rezultă:
$$I_{sc1} = I_{scj} = \frac{U_S}{X_k} \quad (\text{cu } j = 1 \div n) \qquad (2.340)$$

Curentul care trece prin perechea de diode conectate la aceeaşi bornă secundară este diferenţa curenţilor a două faze consecutive.

Astfel, pentru perechea de diode D_1 şi D_1':

$$i_{sc1} - i_{sc2} = \frac{\hat{U}_S}{X_k}\left[-\cos \omega t + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{n}\right)\right] = \frac{\hat{U}_S}{X_k} 2\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{n}\right)\sin\frac{\pi}{n} \qquad (2.341)$$

D_1 şi D_1' conduc semialternanţele pozitive şi negative ale diferenţei, astfel valoarea medie a curentului printr-o diodă va fi:

$$\bar{I}_{Dscj} = \frac{2}{\pi}\left(\sin\frac{\pi}{n}\right)\frac{\hat{U}_S}{X_k} \qquad (2.342)$$

şi:

$$I_{Dscj} = \frac{\hat{U}_S}{X_k}\sin\frac{\pi}{n} \qquad (2.343)$$

$\bar{I}_{dsc}$ este suma curenţilor medii care trec spre M prin diodele (D_1, D_2,....., D_n), deci:

$$\bar{I}_{dsc} = n\frac{2}{\pi}\left(\sin\frac{\pi}{n}\right)\frac{\hat{U}_S}{X_k} \qquad (2.344)$$

Pentru redresoarele serie:

$$\overline{U}_{d0} = \frac{n}{\pi}\hat{U}_S \tag{2.345}$$

şi căderea de tensiune inductivă datorită comutaţiei este:

$$\overline{U}_\mu = \frac{n}{2\pi}X_k\overline{I}_d \text{ pentru } n \text{ par} \tag{2.346}$$

$$\overline{U}_\mu = \frac{n}{2\pi}\frac{n-1}{n}X_k\overline{I}_d \text{ pentru } n \text{ impar} \tag{2.347}$$

În caz de scurtcircuit:

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d0} - \overline{U}_\mu = 0$$

şi se poate calcula curentul de scurtcircuit teoretic, pentru:

– n par:
$$\frac{n}{\pi}\hat{U}_S = \frac{n}{2\pi}X_k\overline{I}_{dsct} \Rightarrow \overline{I}_{dsct} = \frac{2\hat{U}_S}{X_k} \tag{2.348}$$

– n impar:
$$\frac{n}{\pi}\hat{U}_S = \frac{n}{2\pi}\frac{n-1}{n}X_k\overline{I}_{dsct} \Rightarrow \overline{I}_{dsct} = \frac{2\hat{U}_S}{X_k}\frac{n}{n-1} \tag{2.349}$$

Cu relaţia (2.344) se calculează factorii de scurtcircuit pentru:

– n par:
$$k_{sc} = \frac{n}{\pi}\sin\frac{\pi}{n} \tag{2.350}$$

– n impar:
$$k_{sc} = \frac{n-1}{\pi}\sin\frac{\pi}{n} \tag{2.351}$$

Pentru redresorul S3, din relaţia (2.351) se obţine:

$$k_{sc} = \frac{3-1}{\pi}\sin\frac{\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} = 0,555 \tag{2.352}$$

Dacă: $n = 6 \Rightarrow k_{sc} = 0,955$.
Dacă: $n = 9 \Rightarrow k_{sc} = 0,87$.

2.13 Redresorul în punte semicomandată (punte mixtă)

Redresoarele în punte semicomandată sunt mai ieftine decât cele în punte complet comandată, deoarece ele au jumătate din componentele semiconductoare diode şi jumătate tiristoare.

Ele pot funcţiona numai ca redresor în cadranul întâi al planului $(\overline{U}_d, \overline{I}_d)$.

2.13.1 Puntea semicomandată (mixtă) monofazată

Schemele posibile sunt prezentate în fig. 2.69 şi 2.70.

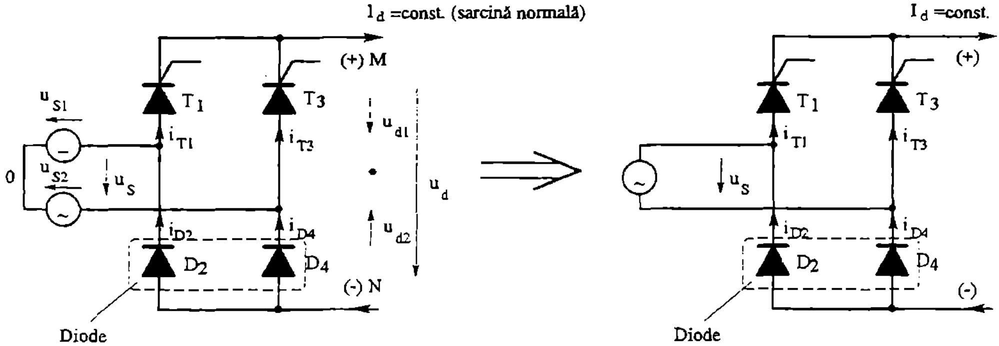


Fig. 2.69 Puntea semicomandată monofazată (PD2 mixtă, B?HK) cu o celulă de comutaţie cu tiristoare şi o celulă de comutaţie cu diode.

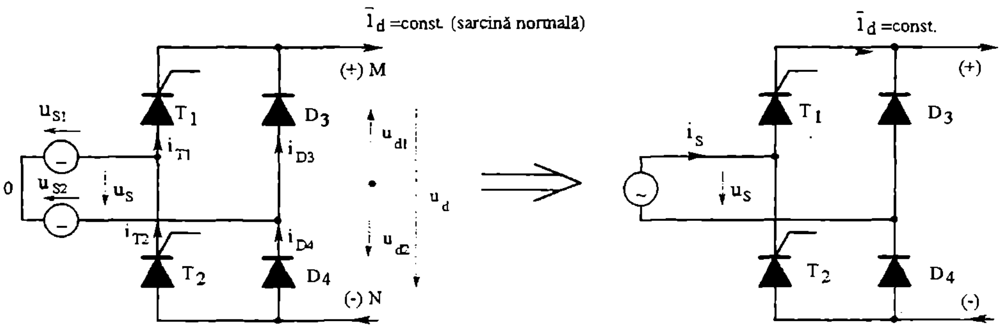


Fig. 2.70 Puntea semicomandată monofazată (PD2 mixtă, B2HZ) cu două celule de comutaţie identice.

Fig. 2.71 arată formele de undă pentru schema din fig. 2.69.

Puntea este formată din 2 celule de comutaţie T_1-T_3 şi D_2-D_4.

Tiristoarele comută cu un decalaj în raport cu trecerea prin zero a tensiunilor u_{S1} şi u_{S2}, decalaj egal cu unghiul de comandă α şi sunt în conducţie pe durata semialternanţelor pozitive.

Diodele sunt în conducţie pe durata semialternanţelor negative a tensiunilor u_{S1} şi u_{S2} şi comutaţia se face la trecerea prin zero a tensiunilor.

Potenţialul bornei pozitive V_M este dat de tiristoarele în conducţie şi se află pe înfăşurătoarea pozitivă a tensiunilor u_{S1} şi u_{S2} (cu excepţia duratei α).

Potenţialul bornei negative N, V_N este transmis prin diodele în conducţie şi urmează înfăşurătoarea negativă a tensiunilor u_{S1} şi u_{S2}.

Tensiunea redresată u_d este :

$$u_d = V_M - V_N \tag{2.353}$$

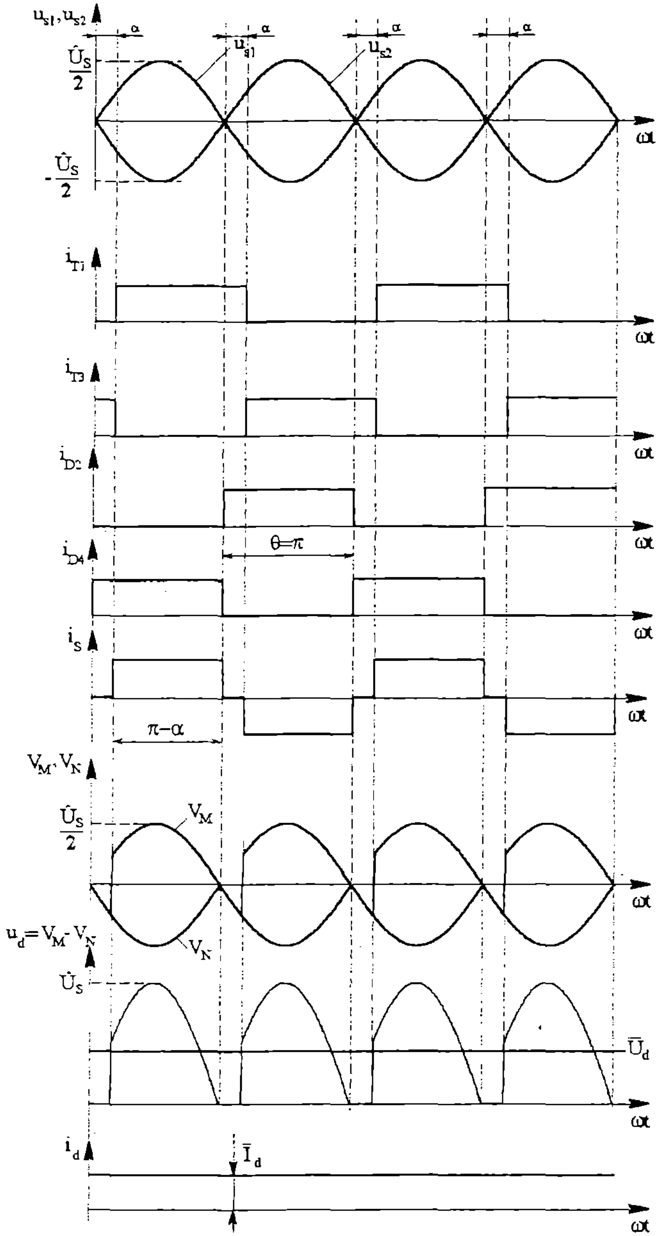


Fig. 2.71 Formele de undă pentru puntea semicomandată monofazată (B2HK) din fig. 2.69 (comutație ideală $\omega L_k = 0$).

Curentul secundar va fi:

$$i_S = i_{T1} - i_{D2} = i_{D4} - i_{T3}$$

Durata sa este $\pi - \alpha$. Durata conducției componentelor semiconductoare este $\theta = \pi$.

Pe durata unghiului de comandă, T_1 şi D_2 sau T_3 şi D_4 sunt simultan în conducţie. Acest ansamblu serie are rolul de diodă de regim liber (DRL) pentru sarcină şi tensiunea redresată rămâne nulă.

Făcând comparaţia între:

- forma de undă a curentului i_D sau i_T şi cea din tabelul 1.1, linia 3, se obţine:

$$\nu = 2 \Rightarrow \bar{I}_D = \bar{I}_T = \frac{\bar{I}_d}{2}; I_D = I_T = \frac{\bar{I}_d}{\sqrt{2}} \tag{2.354}$$

- forma de undă a curentului i_S şi cea din tabelul 1.1, linia 4, rezultă:

$$\bar{I}_S = 0 \quad I_S = \bar{I}_d\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}} \tag{2.355}$$

Tensiunea redresată $\overline{U}_d = \overline{U}_{d\alpha}$

$$\begin{gathered}\overline{U}_d = \overline{U}_{d\alpha} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\hat{U}_S \sin\omega t \mathrm{d}(\omega t) = \frac{\hat{U}_S}{\pi}(-\cos\omega t)\Big|_{\alpha}^{\pi} = \\ \frac{\hat{U}_S}{\pi}(1+\cos\alpha) = \frac{2\hat{U}_S}{\pi}\frac{1+\cos\alpha}{2} = \overline{U}_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{2}\end{gathered} \tag{2.356}$$

Vom vedea că relaţia:

$$\overline{U}_{d\alpha} = \overline{U}_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{2.357}$$

este valabilă pentru toate schemele în punte semicomandată. O astfel de schemă nu funcţionează decât ca redresor, în primul cadran al planului $(\overline{U}_d, \bar{I}_d)$, deoarece pentru $\alpha \in (0, 180°)$ tensiunea $\overline{U}_{d\alpha} \geq 0$.

Tensiunea $\overline{U}_{d\alpha}$ se poate calcula şi cu valorile tensiunilor medii date de cele două celule de comutaţie:

$$\overline{U}_{d\alpha} = \overline{U}_{d\alpha_I} - \left(-\overline{U}_{d\alpha_{II}}\right) = \overline{U}_{d01}\cos\alpha + \overline{U}_{d02} = \overline{U}_{d01}(1+\cos\alpha)$$

$$\overline{U}_{d\alpha} = \frac{\hat{U}_S}{\pi}(1+\cos\alpha)$$

căci:

$$\overline{U}_{d01} = \overline{U}_{d02} = \frac{2\left(\frac{\hat{U}_S}{2}\right)}{\pi} = \frac{\hat{U}_S}{\pi}$$

Factorul de putere secundar se calculează cu relaţiile (1.43), (2.255) şi (2.256):

$$f_P = \frac{P}{S} = \frac{\frac{\hat{U}_S}{\pi}(1+\cos\alpha)\bar{I}_d}{U_S\bar{I}_d\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}}} = \frac{\sqrt{2}(1+\cos\alpha)}{\pi\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}}} \tag{2.358}$$

Dependențele tensiunii $\overline{U}_{d\alpha}$ şi factorului de putere secundar f_P de unghiul de comandă α sunt date în tabelul 2.3, cu ajutorul căruia s-au reprezentat diagramele din fig. 2.72.

Tabelul 2.3 **Tensiunea $\overline{U}_{d\alpha}$ şi factorul de putere secundar f_P**

α	0	30	45	60	90	120	150	180
f_P	0,9	0,92	0,887	0,75	0,63	0,39	0,1478	0
$\frac{\overline{U}_{d\alpha}}{\overline{U}_{d0}}$	1	0,933	0,853	0,8279	0,5	0,25	0,066	0

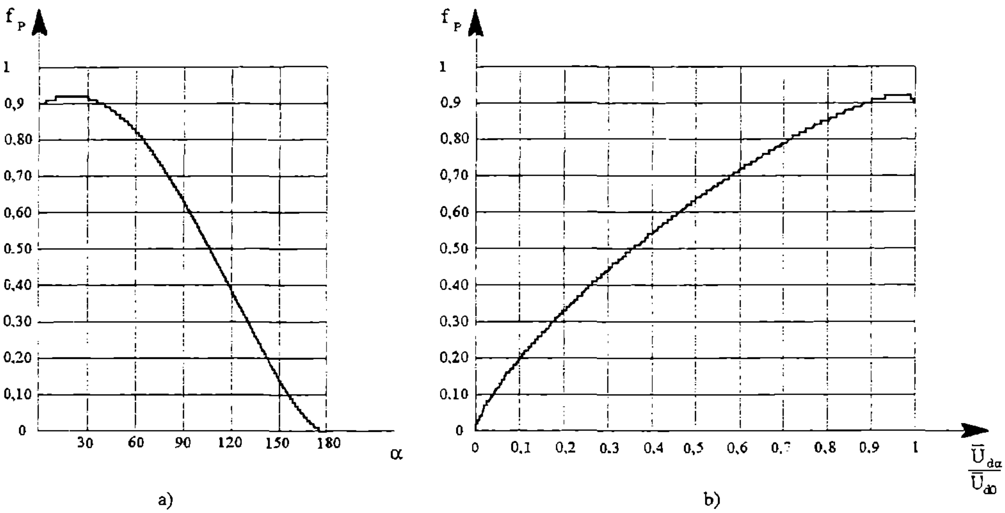


Fig. 2.72 Diagramele: a) $f_P(\alpha)$;b) $f_P\left(\frac{\overline{U}_{d\alpha}}{\overline{U}_{d0}}\right)$.

Schema din fig. 2.70 conține două celule de comutație identice, fiecare formată dintr-un tiristor şi o diodă : T_1-D_3 şi T_2-D_4.

Funcționarea se explică pe formele de undă din fig. 2.73. Diodele comută în mod natural la trecerea prin zero a tensiunilor u_{S1} şi u_{S2} şi au un unghi de conducție $\theta_D = \pi - \alpha$. Tiristoarele sunt comandate cu un unghi de întârziere α şi se blochează la trecerea prin zero a tensiunilor u_{S1} şi u_{S2}. Unghiul lor de conducție este redus cu α, deci $\theta_T = \pi - \alpha$.

Prima celulă de comutație T_1, D_3 conduce semialternanțele pozitive ale tensiunilor u_{S1} şi u_{S2} (cu excepția intervalelor corespunzătoare întârzierii α la amorsarea tiristorului T_1), potențialul V_M al punctului M este deci, cu excepția menționată anterior, înfăşurătoarea pozitivă a tensiunilor u_{S1} şi u_{S2}.

Cea de-a doua celulă T_2, D_4 transmite punctului N semialternanțele negative ale tensiunilor u_{S1} şi u_{S2} (cu excepția intervalelor corespunzătoare întârzierii α la amorsarea tiristorului T_2), astfel potențialul V_N este, cu excepția menționată, înfăşurătoarea negativă a tensiunilor u_{S1} şi u_{S2}.

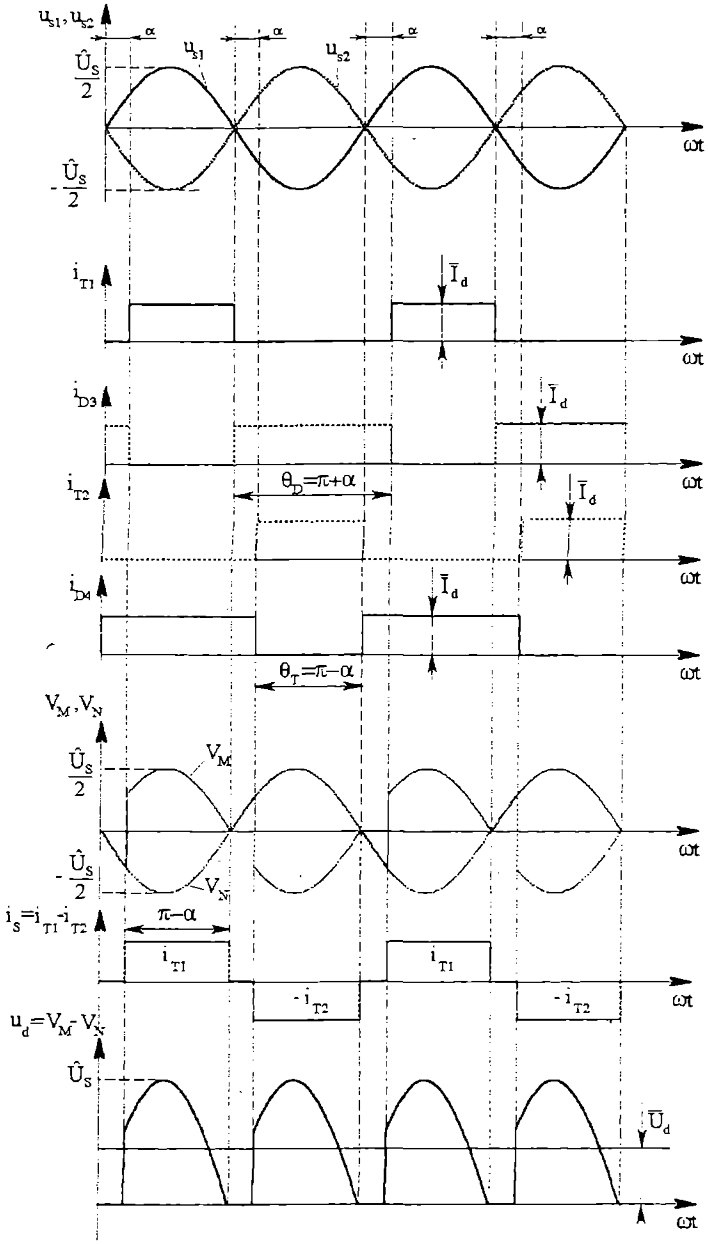


Fig. 2.73 Formele de undă pentru puntea semicomandată monofazată (B2HZ) din fig. 2.70 (comutație ideală ωL_k).

Tensiunea redresată :

$$u_d = V_M - V_N$$

are aceeași formă cu cea din fig. 2.71 și relația (2.356) pentru $\overline{U}_d$ rămâne deci valabilă.

D_3 şi D_4 în conducţie simultană în timpul unghiului de comandă α, joacă un rol de diodă de regim liber pentru sarcină şi $u_d = 0$.

Ţinând cont de formele de undă din fig. 2.73 şi de cele din tabelul 1.1, liniile 3 şi 4, rezultă:

$$\bar{I}_{Dj} = \frac{\pi+\alpha}{2\pi}\bar{I}_d; \qquad I_{Dj} = \sqrt{\frac{\pi+\alpha}{2\pi}}\bar{I}_d \quad (j=3,4) \tag{2.359}$$

$$\bar{I}_{Tk} = \frac{\pi-\alpha}{2\pi}\bar{I}_d \qquad I_{Tk} = \sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}}\bar{I}_d \quad (k=1,2) \tag{2.360}$$

$$I_S = \bar{I}_d\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}} \tag{2.361}$$

Mărimile $\overline{U}_d$ şi I_S rămân egale cu cele din schema din fig. 2.69, factorul de putere secundar fiind dat de relaţia (2.358), cu reprezentările grafice din fig. 2.72.

2.13.2 Puntea semicomandată (mixtă) trifazată

Schema şi formele de undă sunt prezentate în fig. 2.74.

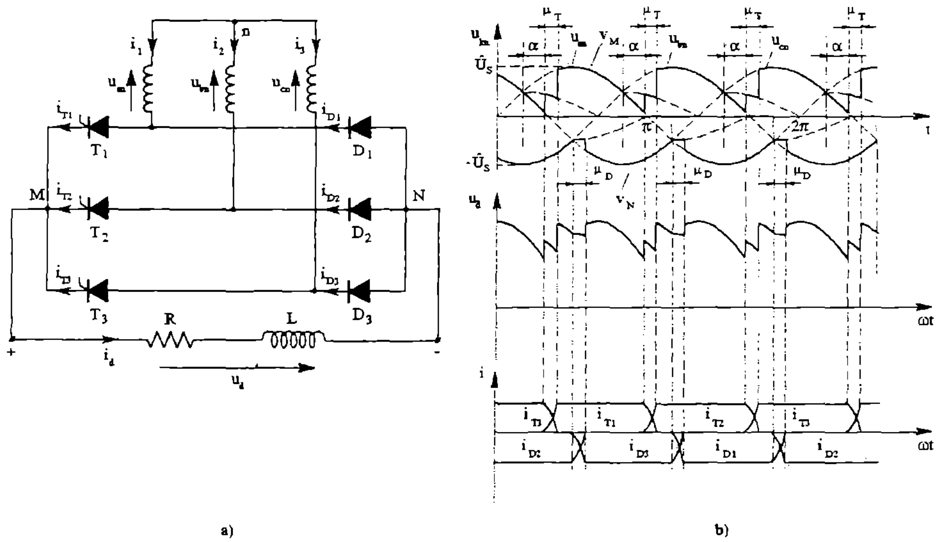


Fig. 2.74 Punte trifazată semicomandată: a) schema electrică; b) formele de undă pentru $\alpha < 60°$; $\mu \neq 0$, sarcină normală.

Controlul de fază se face prin tiristoarele T_1, T_2, T_3 numai pentru semialternanţele pozitive ale tensiunilor u_{an}, u_{bn}, u_{cn} . Comutaţia tiristoarelor este decalată în raport cu punctele naturale de comutaţie situate pe semialternanţele pozitive cu unghiul de comandă α. Durata unghiului de comutaţie este μ_T. Punctul M primeşte potenţialul său V_M prin tiristoarele în conducţie.

Diodele D_1, D_2, D_3 formează a doua celulă de comutaţie.

Ele comută în punctele de comutație naturală situate pe semialternanțele negative ale tensiunilor u_{an}, u_{bn} și u_{cn}. Durata comutației este caracterizată prin unghiul de comutație μ_D (fig. 2.74,b). Punctul N primește potențialul său V_N prin diodele în conducție.

Deoarece controlul de fază nu se realizează decât pentru jumătate din semialternanțele sistemului u_{an}, u_{bn}, u_{cn}, tensiunea $\overline{U}_\alpha$ are ca valoare jumătate din cea corespunzătoare unui redresor complet comandat. Astfel, din relația (2.239) rezultă:

$$\overline{U}_\alpha = \frac{\overline{U}_{d0}(1-\cos\alpha)}{2} \tag{2.362}$$

deci:

$$\overline{U}_{d\alpha} = \overline{U}_{d0} - \overline{U}_\alpha = \overline{U}_{d0} - \frac{\overline{U}_{d0}(1-\cos\alpha)}{2} = \overline{U}_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{2.363}$$

Se regăsește relația (2.357).

În acest caz $\overline{U}_{d0} = \dfrac{3\sqrt{3}}{\pi}\hat{U}_S$.

Valorile căderii de inductive de tensiune datorită comutației se calculează cu ajutorul relațiilor (2.244) pentru diode și (2.249) pentru tiristoare:

$$\overline{U}_{\mu D} = \frac{\overline{U}_{d0}}{2}\frac{1-\cos\mu_D}{2} \tag{2.364}$$

$$\overline{U}_{\mu T} = \frac{\overline{U}_{d0}}{2}\frac{\cos\alpha - \cos(\alpha+\mu_T)}{2} \tag{2.365}$$

și $\overline{U}_{d0}$ după relația (2.232):

$$\overline{U}_{d0} = \sqrt{3}\hat{U}_S\left(\frac{6}{\pi}\sin\frac{\pi}{6}\right) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}\hat{U}_S \tag{2.366}$$

Caracteristica externă (de sarcină) rezultă din:

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d\alpha} - \overline{U}_{\mu T} - \overline{U}_{\mu D} \text{ (neglijând } \overline{U}_r\text{)} \tag{2.367}$$

Ținând cont de relația (2.289), se obține:

$$1-\cos\mu_D = 2Z_e u_{sc}\overline{I}_d^*$$

$$\cos\alpha - \cos(\alpha+\mu_T) = 2Z_e u_{sc}\overline{I}_d^*$$

și:

$$\overline{U}_{\mu D} = \overline{U}_{\mu T} = \frac{\overline{U}_{d0}}{2}Z_e u_{sc}\overline{I}_d^* = \frac{\overline{U}_{d0}}{4}u_{sc}\overline{I}_d^* \tag{2.368}$$

căci:

$$Z_e = \frac{1}{2} \quad \text{(relația 2.283).}$$

Relația (2.367) va fi:

$$\overline{U}_d = \frac{\overline{U}_{d0}}{2}(1+\cos\alpha) - \frac{\overline{U}_{d0}}{2} u_{sc}\overline{I}_d^* = \frac{\overline{U}_{d0}}{2}\left(1+\cos\alpha - u_{sc}\overline{I}_d^*\right) \tag{2.369}$$

Dacă unghiul de comandă α depășește valoarea de 60°, funcționarea și forma de undă a tensiunii redresate sunt modificate. Fig. 2.75 arată formele de undă.

Până în momentul t_1, T_3 și D_2 sunt în conducție. În t_1, D_3 devine conductoare, D_3 și T_3 sunt deci în starea de conducție în intervalul (t_1,t_2) și au rolul de diodă de regim liber (DRL) pentru sarcină. Tensiunea redresată u_d rămâne nulă. În decursul aceluiași intreval, D_2 și D_3 sunt în comutație. Potențialul punctului N va fi semi-suma potențialelor fazelor u_{bn}, u_{cn}. Prin T_3, acest potențial este transmis și punctului M.

În intervalul (t_2,t_3) T_3 și D_3 sunt în conducție. Punctele M și N au același potențial, cel al fazei u_{cn}. Tensiunea u_d continuă să fie nulă. În t_3, tiristorul T_1 este comandat la amorsare. În intervalul (t_3,t_4) are loc comutația între T_3 și T_1. Punctul M are potențialul corespunzător semisumei tensiunilor u_{cn} și u_{an} care este transmis lui N prin D_3 aflată în conducție. Tensiunea u_d este tot nulă. În t_4, T_3 se blochează. Componentele T_1 și D_3 rămân în conducție. Punctul M are potențialul fazei u_{an} și punctul N potențialul fazei u_{cn}. Tensiunea redresată $u_d = V_M - V_N$ este diferită de zero în intervalul (t_4,t_5). După t_5, fenomenele descrise anterior se repetă. Tensiunea redresată prezintă 3 segmente de sinusoidă pe o perioadă T a tensiunii rețelei (p=3), decalate cu $2\pi/3$.

Relația (2.232) dă:

$$\overline{U}_{d0} = \sqrt{3}\hat{U}_S \frac{3}{\pi}\sin\frac{\pi}{3} = \frac{9\hat{U}_S}{2\pi} \tag{2.370}$$

Valoarea medie a tensiunii redresate este:

$$\overline{U}_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\pi-\beta}^{\pi} \sqrt{3}\hat{U}_S \sin\omega t\, d(\omega t) = \frac{3}{2\pi}\sqrt{3}\hat{U}_S(1-\cos\beta) \tag{2.371}$$

Prin împărțirea relațiilor (2.371) și (2.370), se obține:

$$\frac{\overline{U}_d}{\overline{U}_{d0}} = \frac{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\hat{U}_S(1-\cos\beta)}{\frac{9\hat{U}_S}{2\pi}} = \frac{1-\cos\beta}{\sqrt{3}} \tag{2.372}$$

cu β-durata unui puls de tensiune u_d.

Se observă că:

$$\alpha + \beta + \mu_T = \pi \tag{2.373}$$

Relația (2.372) se scrie:

$$\frac{\overline{U}_d}{\overline{U}_{d0}} = \frac{\overline{U}_{d0} - \overline{U}_\alpha - \overline{U}_\mu}{\overline{U}_{d0}} = \frac{1-\cos\beta}{\sqrt{3}} \tag{2.374}$$

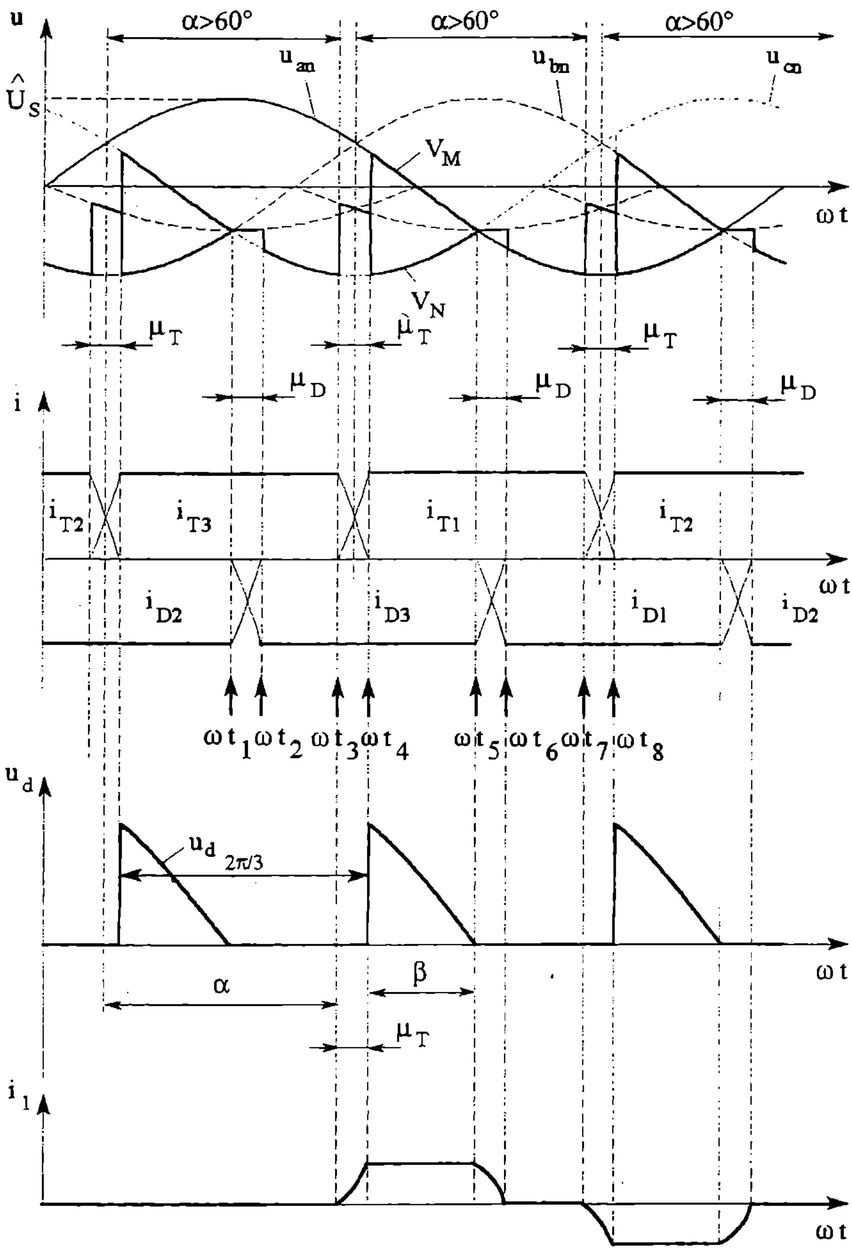


Fig. 2.75 Puntea trifazată semicomandată: formele de undă pentru $\alpha > 60°$; $\mu \neq 0$, sarcină normală.

Relația (2.374) cu (2.373), pentru cazul comutației ideale ($\overline{U}_\mu = 0$; $\mu_T = 0$) devine:

$$\frac{\overline{U}_{d0} - \overline{U}_\alpha}{\overline{U}_{d0}} = \frac{1 - \cos\beta}{\sqrt{3}} = \frac{1 - \cos(\pi - \alpha)}{\sqrt{3}} = \frac{1 + \cos\alpha}{\sqrt{3}}$$

sau:

$$\frac{\overline{U}_{d\alpha}}{\overline{U}_{d0}}=\frac{1+\cos\alpha}{\sqrt{3}}\Rightarrow\overline{U}_{d\alpha}=\overline{U}_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{\sqrt{3}}$$

și cu $\overline{U}_{d0}$ dată de relația (2.370) se obține:

$$\overline{U}_{d\alpha}=\frac{9\hat{U}_S}{2\pi}\frac{1+\cos\alpha}{\sqrt{3}} \tag{2.375}$$

Se observă că expresia (2.375) este aceeași cu (2.363) dacă se înlocuiește $\overline{U}_{d0}$:

$$\overline{U}_{d\alpha}=\overline{U}_{d0}\frac{1+\cos\alpha}{2}=\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\hat{U}_S\frac{1+\cos\alpha}{2}=\frac{9\hat{U}_S}{2\pi}\frac{1+\cos\alpha}{\sqrt{3}} \tag{2.376}$$

Identitatea relațiilor (2.375) și (2.376) pentru unghiuri de comandă $\alpha>60°$ și $\alpha<60°$ arată că expresia caracteristicii de sarcină (2.369) rămâne valabilă pentru întreg domeniul de funcționare al redresorului.

Caracteristicile pentru domeniul comutației normale sunt date în fig. 2.76.

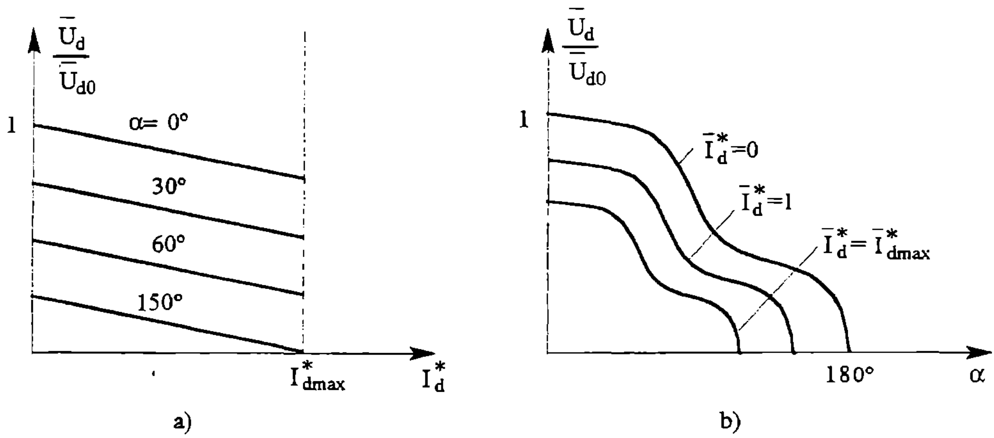


Fig. 2.76 Caracteristicile punții semicomandate trifazate: a) caracteristica de sarcină (externă); b) caracteristica de reglaj.

2.14 Funcționarea redresorului comandat în regim de invertor

Am văzut (subcapitolul 2.8) că există posibilitatea ca redresorul comandat să funcționeze în regim de invertor cu comutație naturală pilotat de rețea dacă unghiul de comandă α depășește valoarea de 90^0 și sarcina redresorului este o sarcină activă RLE.

În fig. 2.77 este prezentat un redresor funcționând cu o astfel de sarcină.

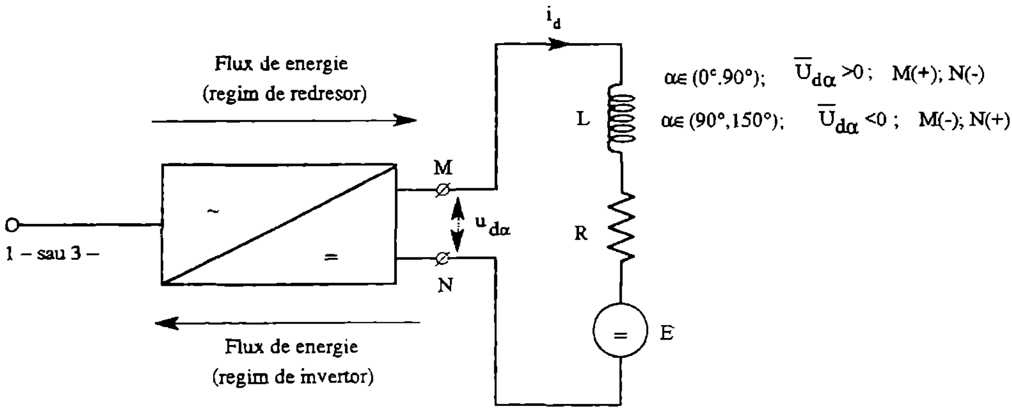


Fig. 2.77 Redresorul comandat: funcționarea cu sarcină RLE.

Dacă se scrie ecuația lui Kirchhoff pentru circuitul de sarcină, avem:

$$u_d = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} + E \tag{2.377}$$

Considerând valorile medii pentru o perioadă a tensiunii rețelei, rezultă: $\overline{U}_d = R\overline{I}_d + E$ deoarece căderea de tensiune pe inductanța L este nulă în regim permanent.

Deci:

$$\overline{I}_d = \frac{\overline{U}_d - E}{R} > 0 \tag{2.378}$$

Curentul $\overline{I}_d$ trebuie să rămână pozitiv în cele două regimuri: de redresor și de invertor, ținând cont de faptul că tiristoarele nu asigură decât o conducție unidirecțională a curentului, adică:

- pentru funcționarea ca redresor: $\overline{U}_d > 0$; $E > 0$; $\overline{I}_d > 0 \Rightarrow \overline{U}_d > E$;
- pentru funcționarea ca invertor: $\overline{U}_d < 0$; $E < 0$; $\overline{I}_d > 0 \Rightarrow |E| > |\overline{U}_d|$

Se observă că pentru funcționarea ca invertor, sarcina prin intermediul tensiunii electromotoare E, funcționează ca generator, asigurând menținerea sensului curentului $\overline{I}_d$.

Fluxul de energie este orientat spre rețeaua de curent alternativ (fig. 2.77) și funcționarea are loc în cadranul IV al planului $(\overline{U}_d, \overline{I}_d)$ (fig. 2.2 și 2.53).

Funcționarea în regim de invertor nu este posibilă decât dacă rețeaua alternativă este suficient de puternică pentru a realiza cu convertorul schimbul de energie activă și deformantă, fără modificarea formei, valorii și frecvenței tensiunilor sale.

În acest regim rețeaua primește putere activă, dar continuă să furnizeze putere reactivă și să impună comutația tiristoarelor.

Fig. 2.79 arată formele de undă pentru funcționarea în regim de invertor a redresorului trifazat cu punct median (P3, M3) având schema din fig. 2.78.

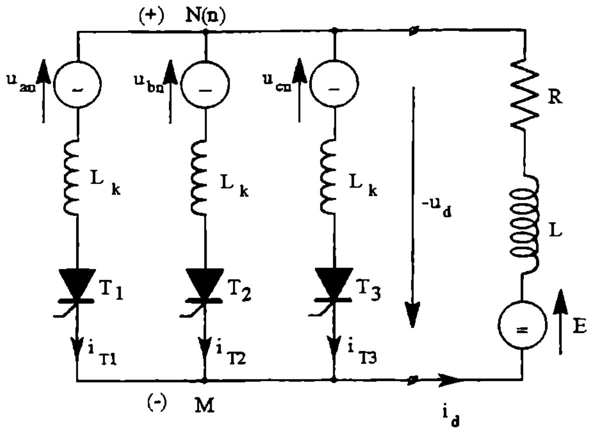


Fig. 2.78 Schema electrică pentru funcționarea în regim de invertor a redresorului P3(M3).

Relațiile (2.249), (2.258), (2.267), (2.278) rămân valabile pentru convertoarele funcționând în regim de invertor. Se remarcă în acest caz, din fig. 2.60 și 2.61, creșterea unghiului de comutație μ cu α și $\bar{I}_d$, fapt ce creează probleme specifice pentru dezamorsarea tiristoarelor.

De exemplu în fig. 2.79 se observă că tiristorul T_1, odată blocat în t_0, trebuie să fie dezamorsat (sarcina sa reziduală evacuată) în timpul β, căci în t_1 el trebuie să blocheze în direct tensiunea u_{ab}. Aceasta semnifică faptul că se impune următoarea condiție:

$$t_1 - t_0 = \frac{\beta}{\omega} > t_q \tag{2.379}$$

cu: t_q - timp de blocaj (dezamorsare) al tiristorului.

β - este numit unghi de stingere (sau unghi de siguranță).

Limita α_{max} a unghiului de comandă α pentru funcționarea ca invertor a redresoarelor comandate respectă condiția:

$$\alpha_{max} + \mu + \beta = 180° \tag{2.380}$$

de unde:

$$\cos(\alpha_{max} + \mu) = \cos(180° - \beta) = -\cos\beta \tag{2.381}$$

Relația (2.381), înlocuită în (2.277), dă:

$$\cos\alpha_{max} + \cos\beta = 2\bar{u}_\mu \tag{2.382}$$

Unghiul maxim de comandă va fi:

$$\alpha_{max} = \arccos(2\bar{u}_\mu - \cos\beta) \tag{2.383}$$

cu β ales după condiția (2.379)

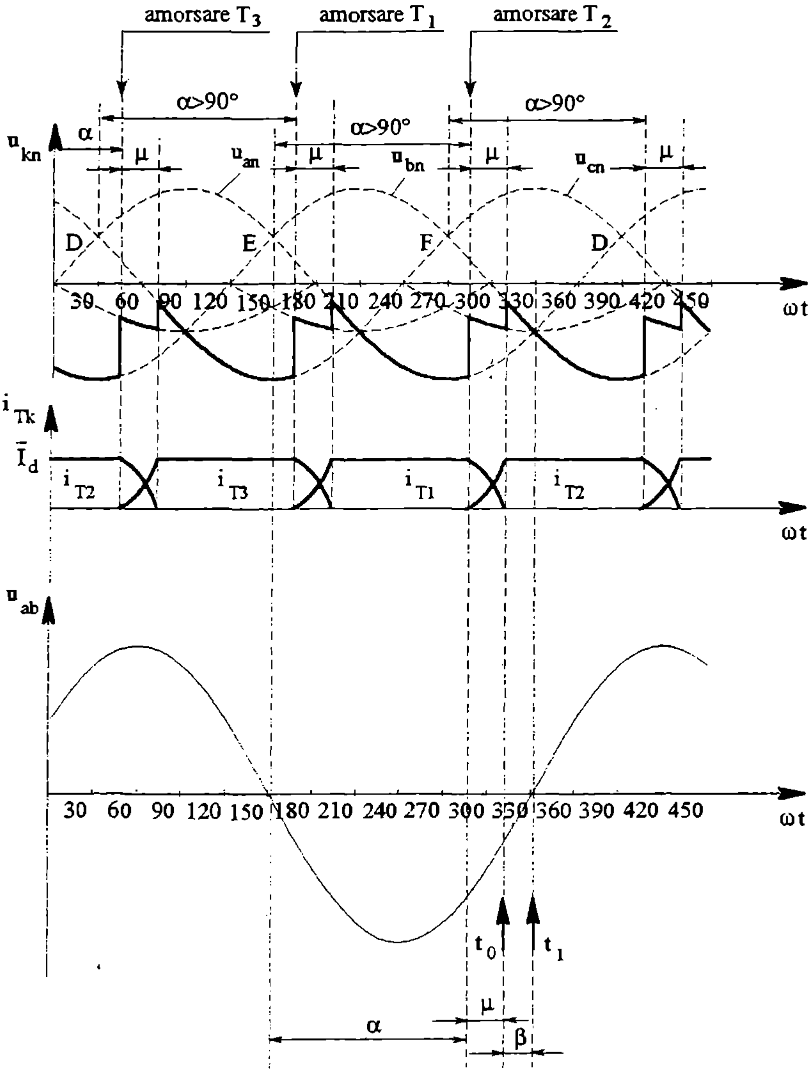


Fig. 2.79 Formele de undă pentru regimul de invertor al redresorului P3 (M3) comutație reală; sarcină cu $\omega L >> R$.

Pentru funcționarea ca invertor se consideră că un unghi de stingere $\beta = 10°$ este suficient, căci la o frecvență de 50Hz (frecvența rețelei) intervalul de timp $t_1 - t_0$ (relația 2.379) este de 555,5 µs, sensibil mai mare decât timpul de blocaj al tiristoarelor moderne. Relația (2.383) pentru $\beta = 10°$ este reprezentată în fig. 2.80. Creșterea lui $\bar{u}_\mu$ în funcție de curentul de sarcină $\bar{I}_d$ (relația 2.269) impune valori maxime ale unghiului de comandă α_{max} din ce în ce mai reduse.

O reactanță de scurtcircuit X_k ridicată (relația 2.266) sau scăderea tensiunii rețelei (relația 2.265) au același efect. Unghiul $\alpha_{max} = 150°$ corespunde lui $\overline{u}_\mu = 0,0594$, deci $\overline{U}_\mu = 0,0594\overline{U}_{d0}$.

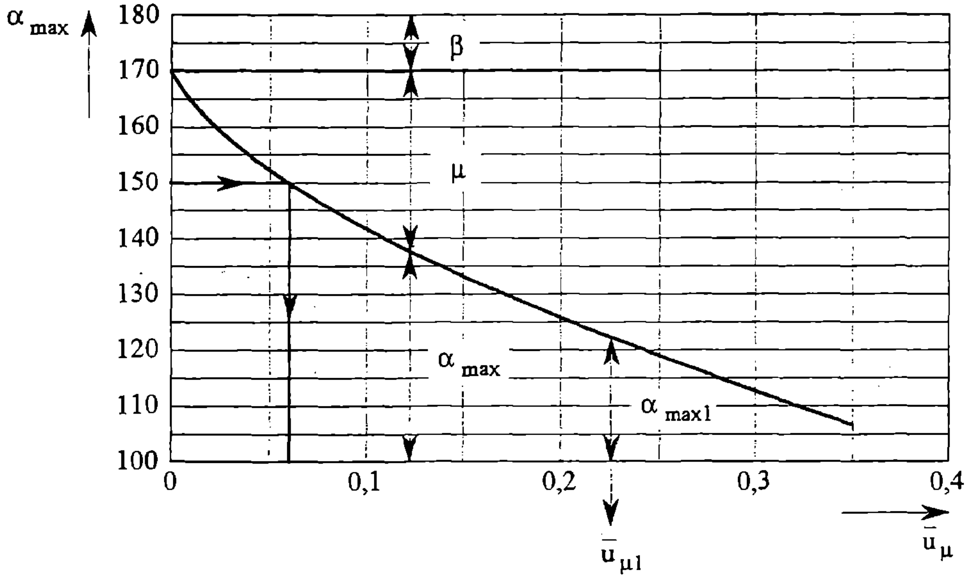


Fig. 2.80 Curba $\alpha_{max}(\overline{u}_\mu)$ pentru $\beta = 10°$.

Curentul de sarcină maxim, corespunzător unui unghi de comandă α_{max1} impus, se calculează cu relația (2.263), ținând cont de relația (2.276):

$$\overline{I}_{d\,max1} = \frac{\pi \overline{U}_{d0} \cdot 2\overline{u}_{\mu 1}}{S_C \cdot q \cdot X_k} \tag{2.384}$$

cu $\overline{u}_{\mu 1}$ citit din diagrama din fig. 2.80.

Depășirea curentului $\overline{I}_{d\,max1}$, sau a unghiului de comandă α_{max1} pentru un curent de sarcină $\overline{I}_{d\,max1}$, va provoca o eroare de comutație.

Fig. 2.81 prezintă un astfel de caz, pentru redresorul trifazat (P3, M3) cu punct median funcționând în regim de invertor.

Pentru unghiul de comandă $\alpha_1 < \alpha_{max}$, comutația în intervalul (t_1, t_2) se desfășoară normal (comparați cu fig. 2.79).

Unghiul de comandă este mărit la $\alpha_2 > \alpha_{max}$.

În t_3, T_1 este amorsat, i_{T1} crește până în t_4.

În intervalul (t_4, t_5) u_{cn} este mai pozitivă decât u_{an} şi, în consecinţă, T_1 se blochează şi T_3 rămâne în conducţie şi pe semialternanţa pozitivă a tensiunii u_{cn} $(t > t_5)$.

În acest caz, tensiunea de alimentare a circuitului de sarcină este suma tensiunilor u_{cn} şi E.

Curentul de sarcină $i_d = i_{T3}$ suferă o creştere puternică (vezi relaţia 2.378, care devine pentru acest interval de timp $\bar{I}_d = \frac{\bar{U}_d + E}{R}$).

Alura curentului $i_d = i_{T3}$ depinde de inductanţa de sarcină L.

În mod obişnuit această situaţie de suprasarcină este rezolvată de protecţia la suprasarcină a convertorului care deschide circuitul.

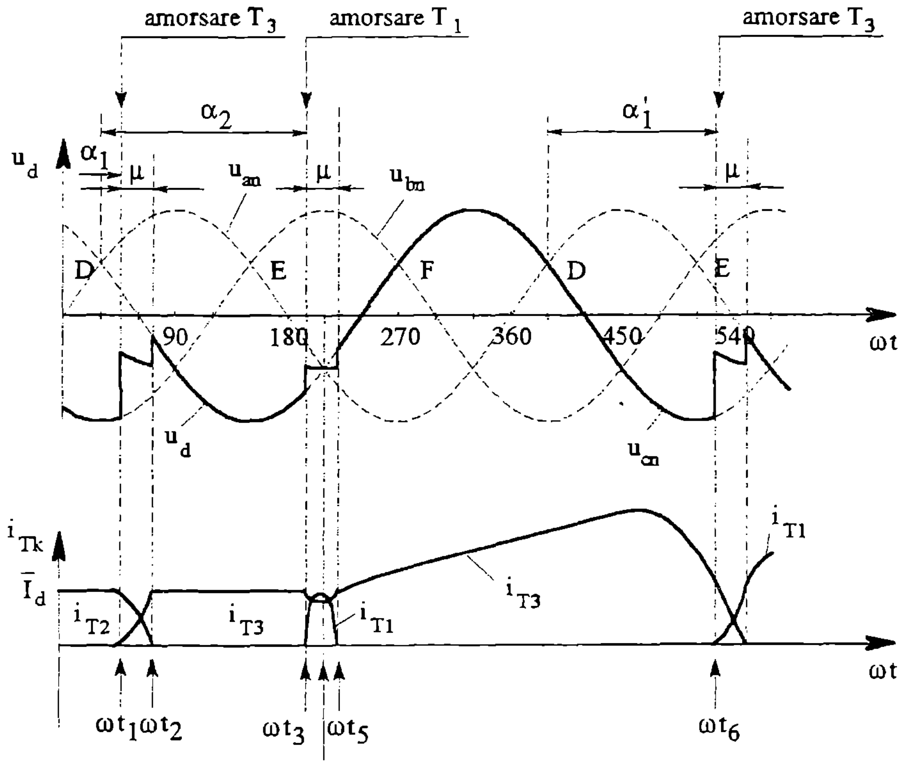


Fig. 2.81 Defect de comutaţie (răsturnare) pentru funcţionarea ca invertor a redresorului P3 (M3).

Dacă curentul de defect nu provoacă distrugerea căii de curent, funcţionarea normală poate fi restabilită prin comanda în momentul t_6 (fig. 2.81) a tiristorului T_1, care nu a putut rămâne în conducţie după t_5.

În general, cauzele unui defect de comutație(răsturnare a invertorului) pot fi:

- creșterea unghiului de comandă la valori $\alpha > \alpha_{max}$;
- creșterea unghiului de comutație μ ca urmare a unei suprasarcini sau a diminuării tensiunii de alimentare.
  Aceasta provoacă diminuarea lui β sub valoarea sa minimă necesară blocajului tiristorului care se află în conducție;
- un defect în circuitul de comandă și absența accidentală a impulsului de comandă pentru tiristorul care trebuie să intre în conducție.

În practică, pentru curenți de sarcină normali, unghiul de comandă $\alpha_{max} = 150°$ asigură protecția împotriva defectelor de comutație.

Caracteristicile de sarcină pentru funcționarea în regim de invertor cu sarcină normală presupunând comutația ideală sunt date, ca și cele pentru regimul de redresor, de relația (2.314).

Ele sunt prezentate în fig. 2.82,a.

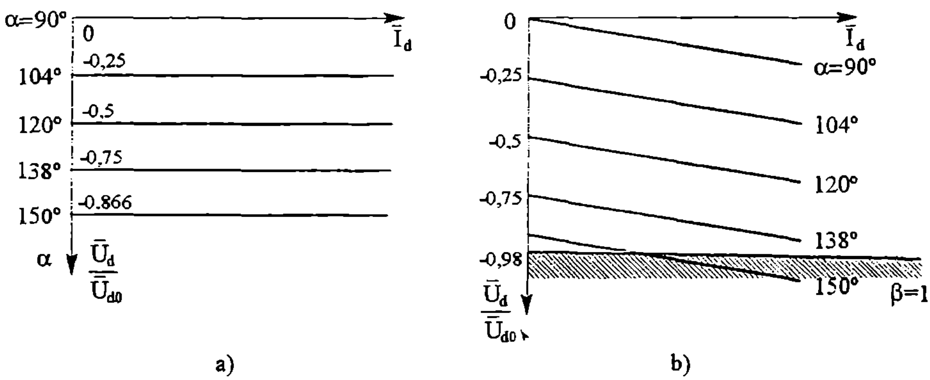


Fig. 2.82 Caracteristicile de sarcină pentru funcționarea în regim de invertor cu sarcină normală: a) comutație ideală $\omega L_k = 0$; b) comutație reală ($\omega L_k \neq 0$).

În cazul comutației reale ($L_k \neq 0$), cu sarcină normală, caracteristicile de sarcină se calculează după relațiile (2.315) sau (2.317).

Fig. 2.82,b arată aceste caracteristici.

Ele sunt drepte paralele cu cele din fig. 2.63, trasate pentru regimul de redresor.

Fig. 2.82,b reprezintă, de asemenea, limitele impuse de existența unghiului de stingere β.

Ecuația acestei drepte limită se obține prin următoarea procedură:

– se scrie relația (2.382) sub forma:

$$\cos\alpha_{max} + \cos\beta = 2\overline{u}_\mu = 2\frac{R_{i\mu}\overline{I}_d}{\overline{U}_{d0}}$$

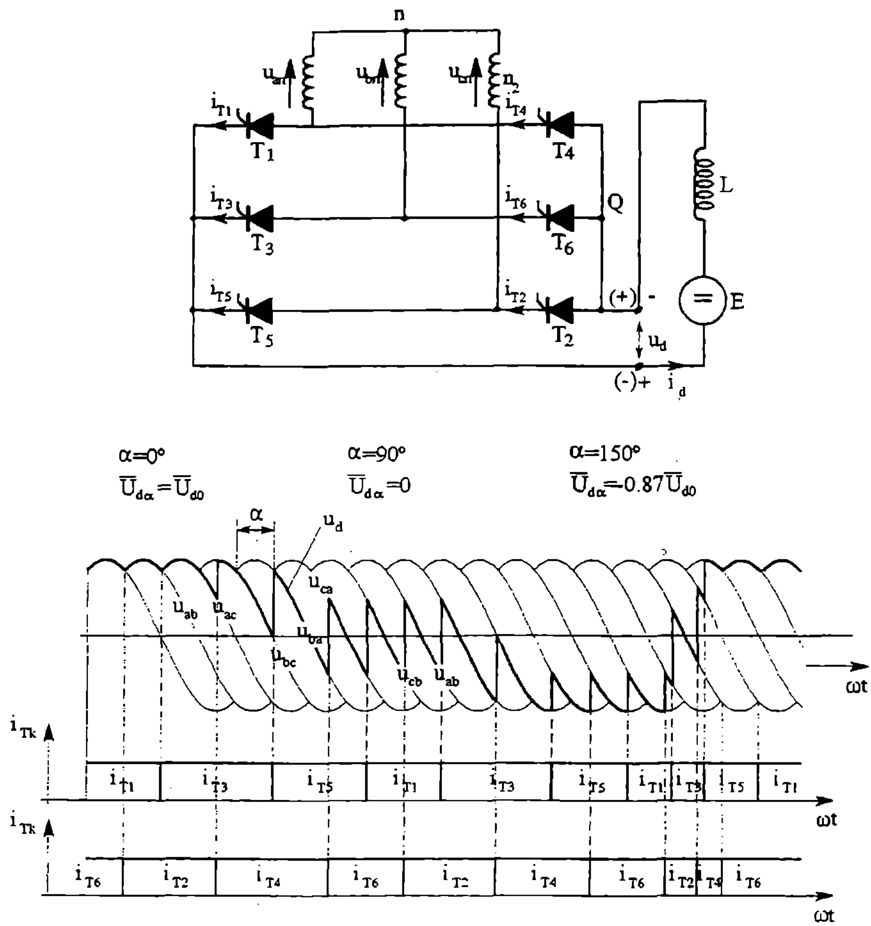


Fig. 2.83 Funcționarea ca redresor și ca invertor a punții trifazate comandate.

Rezultă:

$$\cos\alpha_{max} = \frac{2R_{i\mu}\overline{I}_d}{\overline{U}_{d0}} - \cos\beta$$

– se înlocuiește (2.385) în (2.315):

$$\begin{aligned}\overline{U}_d &= \overline{U}_{d0}\cos\alpha_{max} - \overline{U}_\mu - \overline{U}_r = \overline{U}_{d0}\left(\frac{2R_{i\mu}\overline{I}_d}{\overline{U}_{d0}} - \cos\beta\right) - \overline{U}_\mu - \overline{U}_r = \\ &= 2R_{i\mu}\overline{I}_d - \overline{U}_{d0}\cos\beta - R_{i\mu}\overline{I}_d - \overline{U}_r = -\overline{U}_{d0}\cos\beta - \overline{U}_r + R_{i\mu}\overline{I}_d\end{aligned} \tag{2.386}$$

Dacă se neglijează $\overline{U}_r$ se deduce ecuația dreptei limită reprezentate în fig. 2.82,b.

$$\frac{\overline{U}_d}{\overline{U}_{d0}} = -\cos\beta + \overline{u}_\mu \tag{2.387}$$

În fig. 2.83 sunt prezentate regimurile de funcționare ca redresor și ca invertor pentru un redresor trifazat în punte comandat, considerând comutația ideală.

2.15 Redresorul comandat, cu diodă de regim liber

Redresorul comandat permite reglajul tensiunii continue de la ieșire prin variația unghiului de comandă α.

Dar, pentru α tinzând către 90°, forma de undă a tensiunii redresate este din ce în ce mai necorespunzătoare din punct de vedere al conținutului armonic.

Dacă nu este nevoie decât de o funcționare ca redresor, o soluție pentru creșterea calității tensiunii redresate este legarea în antiparalel a unei diode de regim liber (DRL) la ieșire.

Studiul funcționării cu diodă de regim liber este făcut pe un redresor P3 (M3), prezentat în fig. 2.84.

Rezultatele vor fi apoi generalizate.

Formele de undă ale tensiunilor și curenților pentru schema din fig. 2.84 sunt date în fig. 2.85.

Tiristoarele sunt comandate la amorsare cu unghiul de întârziere α în raport cu momentele de comutație naturală D, E, F.

Pe durata unghiului de comutație μ, tiristoarele și dioda de regim liber sunt în comutație și tensiunea u_d este nulă.

Un tiristor începe să se blocheze la trecerea prin zero a tensiunii fazei pe care se află, simultan dioda DRL intră în conducție și începe comutația cu tiristorul, comutație cu durata μ.

În timpul conducției diodei de regim liber DRL, tensiunea redresată este nulă.

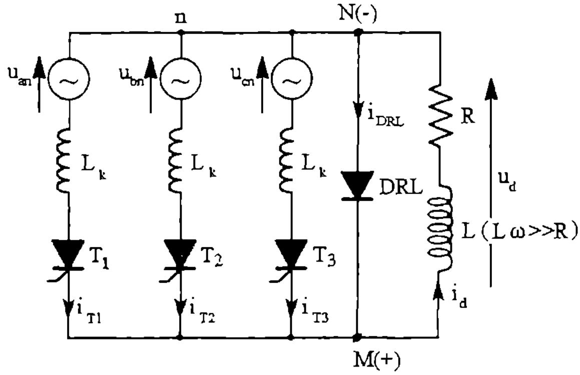


Fig. 2.84 Redresorul P3 (M3) cu diodă de regim liber (DRL) funcționând cu sarcină normală.

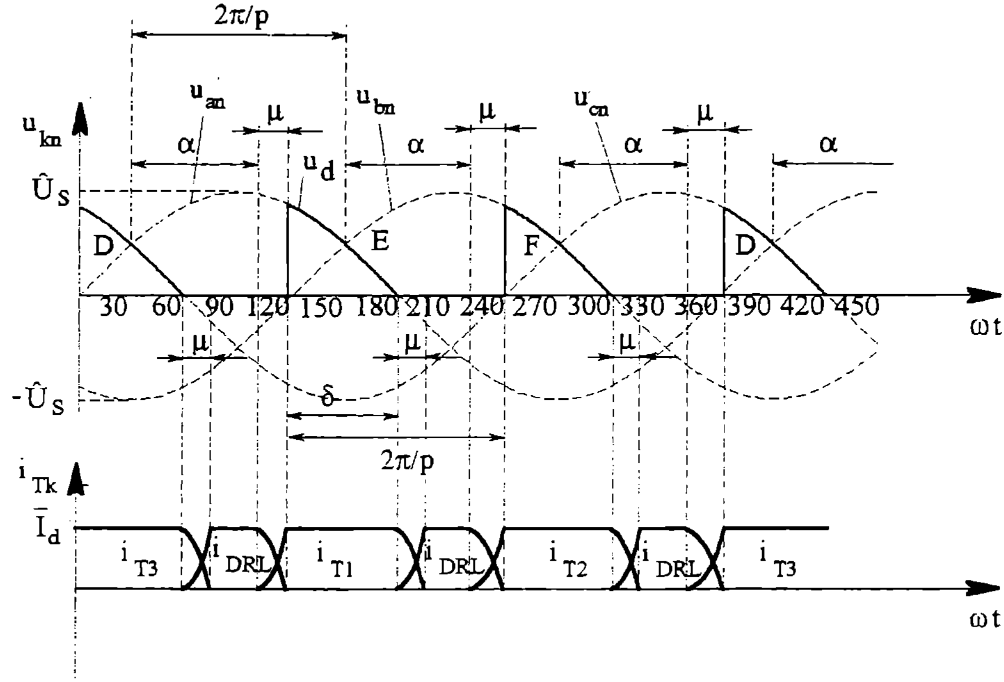


Fig. 2.85 Formele de undă ale redresorului P3 (M3) cu DRL şi sarcină normală.

Se observă din fig. 2.85 că:

- existǎ relaţia între unghiuri:

$$\alpha+\mu+\delta=150°=\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{3} \text{ şi în general } \alpha+\mu+\delta=\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{p} \tag{2.388}$$

- DRL intervine în funcţionarea redresorului dacă $\alpha \geq 30°$ şi în general dacă:

$$\alpha \geq \frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{p}, \quad \text{deci} \Rightarrow \begin{cases} p=2 \Rightarrow \alpha \geq 0 \\ p=3 \Rightarrow \alpha \geq \frac{\pi}{6} \\ p=6 \Rightarrow \alpha \geq \frac{\pi}{3} \end{cases} \tag{2.389}$$

Durata δ a tensiunii redresate se obţine din relaţia (2.388) înlocuind μ prin valoarea sa dată de relaţia (2.278):

$$\delta=\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{p}-\alpha-\mu=\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{p}-\alpha-\arccos\left(\cos\alpha-2Z_e u_{sc}\bar{I}_d^{*}\right)+\alpha=$$
$$=\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{p}-\arccos\left(\cos\alpha-2Z_e u_{sc}\bar{I}_d^{*}\right)+\alpha \tag{2.390}$$

Valoarea medie a tensiunii redresate este:

$$\overline{U}_d=\frac{1}{\frac{2\pi}{p}}\int_0^{\delta}\hat{U}_S\sin(\omega t)\mathrm{d}(\omega t)=\frac{p}{2\pi}\hat{U}(1-\cos\delta)=\hat{U}\frac{p}{\pi}\left(\sin\frac{\pi}{p}\right)\frac{1-\cos\delta}{2\sin\frac{\pi}{p}}$$

$$\overline{U}_d=\overline{U}_{d0}\frac{1-\cos\delta}{2\sin\frac{\pi}{p}} \tag{2.391}$$

unde δ se calculează cu relația (2.390).

Considerând cazul comutației ideale ($\mu=0$), durata conducției tiristoarelor este egală cu durata δ a tensiunii redresate (vezi fig. 2.85) și din (2.388) rezultă:

$$\theta_T=\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{p}-\alpha \tag{2.392}$$

Pentru această durată, ținând cont de valorile din tabelul 1.1 (linia 3), se obține:

$$v=\frac{4\pi}{\pi p+2\pi-2p\alpha}\text{ și }\bar{I}_{Tk}=\bar{I}_d\left(\frac{1}{2}+\frac{p}{4}-\frac{p\alpha}{2\pi}\right) \tag{2.393}$$

$$I_{Tk}=\bar{I}_d\sqrt{\frac{1}{2}+\frac{p}{4}-\frac{p\alpha}{2\pi}} \tag{2.394}$$

Durata conducției diodei de regim liber este (vezi fig. 2.85):

$$\theta_D=\frac{2\pi}{p}-\delta=\frac{\pi}{p}+\alpha-\frac{\pi}{2} \tag{2.395}$$

Rezultă:

$$v=\frac{4\pi}{2\pi-p\pi+2p\alpha}$$

și, conform tabelului 1.1, linia 3, se obține:

$$\bar{I}_{DRL}=\bar{I}_d\left(\frac{1}{2}-\frac{p}{4}+\frac{p\alpha}{2\pi}\right) \tag{2.396}$$

$$I_{DRL} = \bar{I}_d \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{p}{4} + \frac{p\alpha}{2\pi}} \tag{2.397}$$

În concluzie, schemele de redresare cu DRL:

- nu funcționează decât ca redresor în primul cadran al planului $(\overline{U}_d, \bar{I}_d)$;
- oferă o formă de undă a tensiunii redresate de o calitate mai bună decât schemele comandate funcționând fără DRL; ele absorb deci de la rețea o putere reactivă inferioară pentru același unghi de comandă;
- prezintă o creștere puternică a valorilor maxime ale armonicilor curenților de linie, când p este mare;
- au aceleași performanțe ca punțile semicomandate pentru p=2, din punct de vedere al armonicilor curenților de linie, dar performanțele lor devin inferioare acestor punți, cu cât p este mai mare;
- dioda DRL poate juca de asemenea rolul de protecție a redresorului la supratensiuni datorate sarcinii.

3

FUNCȚIONAREA REDRESOARELOR ÎN SARCINĂ REALĂ

3.1 Generalități

Ipoteza sarcinii normale $\omega L >> R$ $(L \to \infty)$, utilizată în studiul redresoarelor, ne permite să considerăm curentul de sarcină $i_d = \bar{I}_d$ ca fiind perfect neted și conducția continuă. Luarea în considerare a inductanței de comutație L_k a impus intervale de timp finite pentru trecerea curentului de la o componentă semiconductoarer la alta, intervale caracterizate prin unghiul de comutație μ.

Sarcinile reale prezintă o inductanță finită și, în acest caz, curentul continuu i_d este nu mai este neted, factorii săi de modulație (relația 1.8) și de ondulație (relația 1.12) fiind în legătură directă cu valoarea inductanței L a sarcinii.

Ondulația curentului poate determina apariția conducției intermitente, în particular pentru valori scăzute $\bar{I}_d$.

Conducția intermitentă poate apărea în cele două regimuri de funcționare: de redresor și de invertor.

Ea determină o lege $\overline{U}_d(\bar{I}_d)$ neliniară și caracteristica de sarcină este diferită de cea care se obține în cazul sarcinii normale.

Regimul de conducție intermitent va fi studiat mai întâi în cazul simplu, al redresorului trifazat cu punct median (P3, M3). Sarcina este LE (se neglijează rezistența R).

3.2 Conducția intermitentă a redresorului P3 (M3)

În fig. 3.1 este prezentată schema redresorului, iar în fig. 3.2 formele de undă pentru un regim de conducție intermitentă.

Conducția intermitentă nu apare pentru o valoare fixă a curentului de sarcină i_d, ci ea este legată de valoarea unghiului de comandă α și de tensiunea electromotoare E.

Ținând cont de faptul că tiristoarele T_k conduc succesiv curentul, inductanța de luat în considerare în circuit este:

$$L_e = L_k + L \tag{3.1}$$

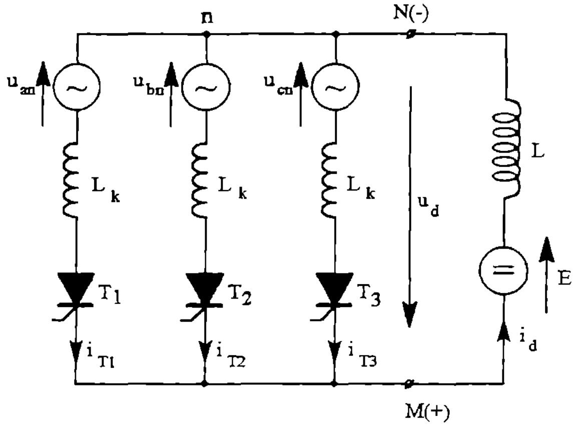


Fig. 3.1 Redresorul P3 (M3) cu sarcină reală LE.

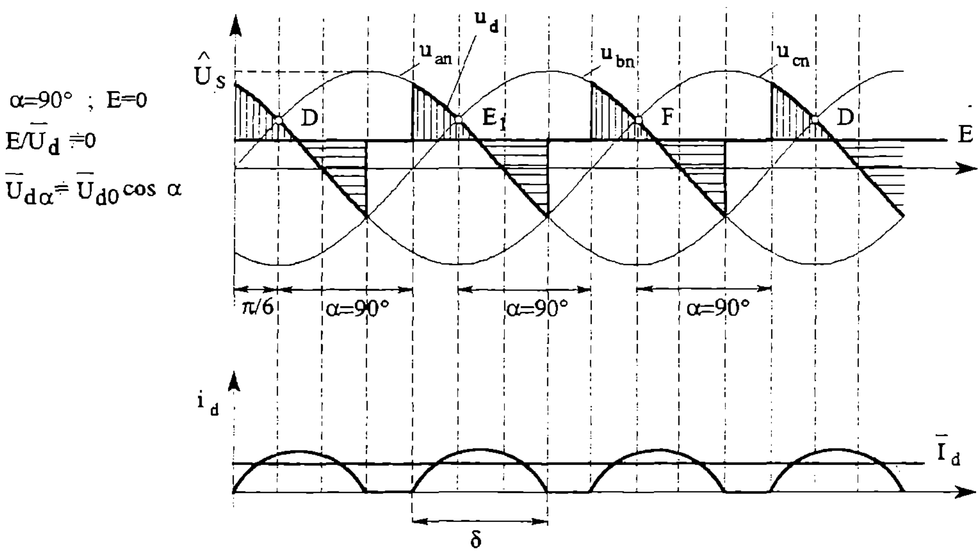


Fig. 3.2 Forme de undă pentru regimul de conducție intermitentă.

În regim permanent, căderea de tensiune în inductanța circuitului este nulă, durata δ a curentului fiind deci cea pe care ariile pozitive hașurate vertical sunt egale cu ariile negative hașurate orizontal (fig. 3.2).

Ecuația curentului i_d în timpul duratelor de conducție a tiristoarelor se obține prin rezolvarea ecuației diferențiale a circuitului.

De exemplu, pentru durata de conducție a tiristorului T_1:

$$u_d = u_{an} = \hat{U}_S \sin\omega t = L_e \frac{di_d}{dt} + E \tag{3.2}$$

de unde:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{\hat{U}_S \sin\omega t}{L_e} - \frac{E}{L_e} \Rightarrow \frac{di_d}{d(\omega t)} = \frac{\hat{U}_S \sin\omega t}{\omega L_e} - \frac{E}{\omega L_e}$$

Prin integrare se obține:

$$i_d(\omega t) = \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\omega t} \frac{di_d}{d(\omega t)} d(\omega t) = \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha}^{\omega t} \left(\frac{\hat{U}_S \sin\omega t}{\omega L_e} - \frac{E}{\omega L_e} \right) d(\omega t)$$

și în final:

$$i_d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_e}\left[\hat{U}_S(\cos\alpha' - \cos\omega t) - E(\omega t - \alpha')\right] \tag{3.3}$$

cu: $\alpha' = \frac{\pi}{6} + \alpha$

Curba curentului poate fi construită punct cu punct.

Durata conducției δ se calculează cu relația (3.3), considerând condiția

$$i_d(\alpha' + \delta) = 0.$$

Rezultă de aici:

$$\hat{U}_S\left[\cos\alpha' - \cos(\alpha' + \delta)\right] = E\delta \tag{3.4}$$

de unde se obține valoarea lui δ printr-o metodă iterativă (de exempul Newton).

Relația (3.4) arată că durata conducției δ este independentă de ωL_e.

Valoarea medie pentru curent este, conform relației (3.3):

$$\begin{aligned}\bar{I}_d &= \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\alpha'}^{\alpha'+\delta} i_d(\omega t) d(\omega t) = \frac{3}{2\pi\omega L_e} \int_{\alpha'}^{\alpha'+\delta} \left[\hat{U}_S(\cos\alpha' - \cos\omega t) - E(\omega t - \alpha')\right] d(\omega t) = \\ &= \frac{3}{2\pi\omega L_e}\left\{ \hat{U}_S\left[\delta\cos\alpha' - \sin(\alpha'+\delta) + \sin\alpha'\right] - \frac{E\delta^2}{2} \right\}\end{aligned} \tag{3.5}$$

Dacă se înlocuiește în (3.5) $E\delta$ cu valoarea din (3.4), ea devine:

$$\bar{I}_d = \frac{3}{2\pi}\frac{\hat{U}_S}{\omega L_e}\left\{\frac{\delta}{2}\left[\cos\alpha' + \cos(\alpha'+\delta)\right] + \sin\alpha' - \sin(\alpha'+\delta)\right\} \tag{3.6}$$

Limita conducției intermitente apare pentru $\delta = \frac{2\pi}{3}$.

Dacă se consideră $\alpha = 90°$, rezultă din ecuația (3.4):

$$\hat{U}_S\left(\cos\frac{2\pi}{3} - \cos\frac{4\pi}{3}\right) = E\frac{2\pi}{3} \Rightarrow E = 0$$

Formele de undă sunt cele din fig. 3.3.

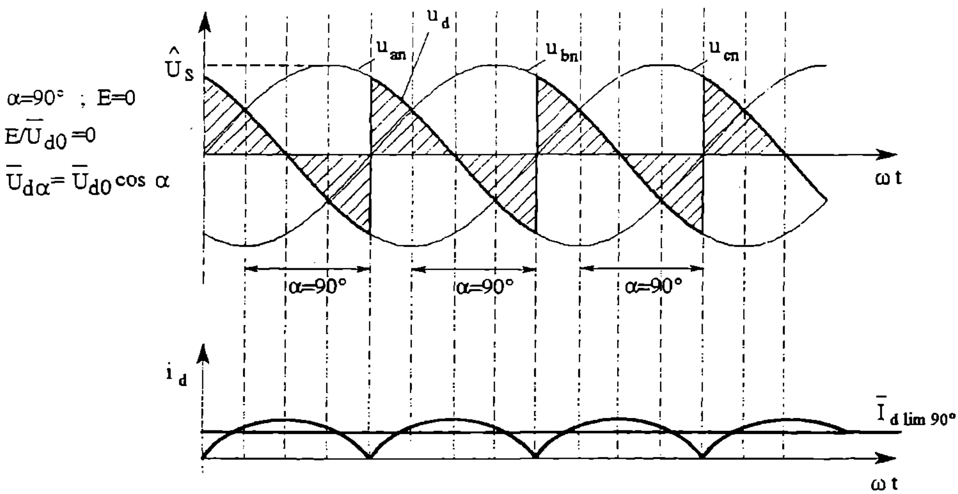


Fig. 3.3 Limita conducției intermitente ($\alpha = 90°$, $E = 0$).

În acest caz, curentul limită $\bar{I}_{d\lim 90°}$ este maxim și ținând seama de ecuația (3.6), în care $\alpha = 90°$ și $\delta = 120^0$, rezultă:

$$\bar{I}_{d\lim 90°} = \frac{3}{2\pi}\frac{\hat{U}_S}{\omega L_e}\left(\sqrt{3} - \frac{\pi}{3}\right) \tag{3.8}$$

La limita conducției intermitente pentru $\alpha = 90°$, relația :

$$\overline{U}_{d\alpha} = \overline{U}_{d0}\cos\alpha \tag{3.9}$$

rămâne valabilă.

Având în vedere că, în regim permanent, căderea de tensiune la bornele inductanței circuitului este nulă pe durata conducției intermitente:

$$\overline{U}_d = E \tag{3.10}$$

Caracteristica de sarcină, în domeniul conducţiei intermitente, pentru un unghi α ales, se calculează după următoarea procedură:

- pentru diverse valori $E/\overline{U}_{d0} > \cos\alpha$, se deduc din relaţia (3.4) valorile corespunzătoare ale lui δ;
- cu valorile δ obţinute, din (3.6) se calculează valorile pentru $\bar{I}_d$.

Pentru a construi caracteristica de sarcină în valori relative, curentul $\bar{I}_d$ se raportează la curentul limită maxim al conducţiei intermitente $\bar{I}_{d\lim 90°}$, iar tensiunea $\overline{U}_d = E$ la $\overline{U}_{d0}$.

Fig. 3.4 arată caracteristicile de sarcină atât pentru conducţia discontinuă, cât şi pentru conducţia continuă.

Fiind vorba de funcţionarea în ipoteza comutaţiei ideale, caracteristicile în domeniul conducţiei continue sunt dreptele din fig. 2.62, pentru regimul de redresor şi cele din fig. 2.82,a, pentru cel de invertor.

Caracteristicile arată că, pe durata conducţiei intermitente, pentru un unghi de comandă α, valoarea medie a curentului $\bar{I}_d$ scade odată cu creşterea raportului $E/\overline{U}_{d0}$.

De exemplu, pentru $\alpha = 60°$, limita conducţiei intermitente se obţine din ecuaţia (3.4) cu $\delta = 2\pi/3$.

Rezultă de aici că:

$$E/\overline{U}_{d0} = 0,5.$$

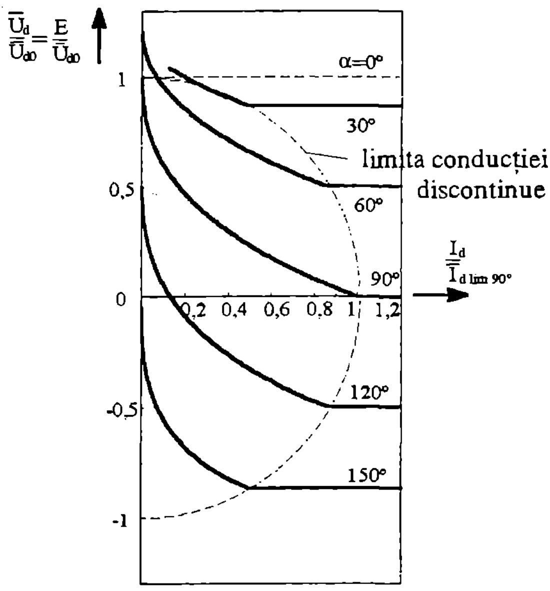


Fig. 3.4 Caracteristica de sarcină pentru convertorul trifazat P3 (M3) cu punct median (comutaţie ideală, sarcină reală).

În fig. 3.5 sunt prezentate aceste variaţii.

Valoarea medie a tensiunii se obţine din ecuaţia (3.4).

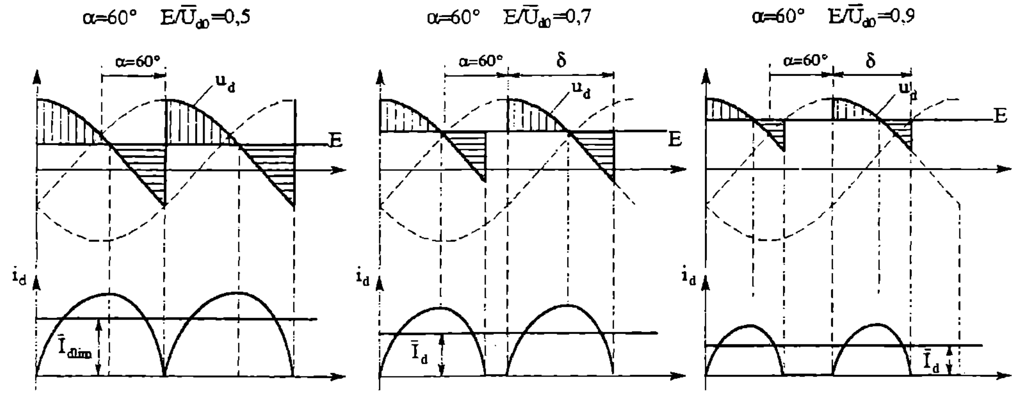


Fig. 3.5 Forme de undă pentru conducția intermitentă la $\alpha = 60°$ și pentru diferite valori $E/\overline{U}_{d0}$.

Pentru un unghi α, conducția intermitentă începe pentru curenți de sarcină $\overline{I}_d < \overline{I}_{d\lim}$. Valoarea maximă la care tensiunea $\overline{U}_d$ crește pentru $\overline{I}_d \to 0$ $(\delta \to 0)$ se calculează cu relația (3.4), ținând cont că $\overline{U}_d = E$:

$$\hat{U}_S \frac{3}{\pi}\sin\frac{\pi}{3}\left[\cos\alpha' - \cos(\alpha'+\delta)\right] = E\delta\frac{3}{\pi}\sin\frac{\pi}{3}$$

$$\overline{U}_{d0}\left[\cos\alpha' - \cos(\alpha'+\delta)\right] = E\delta\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$$

$$\frac{E}{\overline{U}_{d0}} = \frac{\cos\alpha' - \cos(\alpha'+\delta)}{\delta}\frac{2\pi}{3\sqrt{3}}$$

$$\left(\frac{\overline{U}_d}{\overline{U}_{d0}}\right)_{\max} = \left(\frac{E}{\overline{U}_{d0}}\right)_{\max} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}}\lim_{\delta\to 0}\frac{\cos\alpha' - \cos(\alpha'+\delta)}{\delta} =$$
$$= \frac{2\pi}{3\sqrt{3}}\sin\alpha' = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}}\sin\left(\frac{\pi}{6}+\alpha\right)$$

Rezultă valorile:

$$\alpha = 30° \to \overline{U}_{d\max} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}}\frac{\sqrt{3}}{2}\overline{U}_{d0} = \frac{\pi}{3}\overline{U}_{d0} = 1{,}046\overline{U}_{d0}$$

$$\alpha = 60^0 \to \overline{U}_{d\max} = \frac{2\pi}{\sqrt{3}}\overline{U}_{d0} = 1{,}208\overline{U}_{d0}$$

$$\alpha = 90° \to \overline{U}_{d\max} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}}\frac{\sqrt{3}}{2}\overline{U}_{d0} = 1{,}046\overline{U}_{d0}$$

$$\alpha = 120° \rightarrow \overline{U}_{d\max} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}}\frac{1}{2}\overline{U}_{d0} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}}\overline{U}_{d0} = 0,604\overline{U}_{d0}$$

$$\alpha = 150° \rightarrow \overline{U}_{d\max} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cdot 0 \cdot \overline{U}_{d0} = 0$$

Toate aceste valori se observă în fig. 3.4. Dacă sarcina este un motor electric ce funcționează în gol, acesta se poate ambala când tensiunea la bornele sale depășește $\overline{U}_{d0}$.

3.3 Conducția intermitentă. Generalizarea rezultatelor

În practică, din cauza legii neliniare $\overline{U}_d(\overline{I}_d)$ (fig. 3.4), se evită funcționarea în regim intermitent, aducând curentul limită al conducției intermitente $\overline{I}_{d\lim}$ la o valoare mult mai mică decât cea a curentului nominal $\overline{I}_{dn}$. Soluția este creșterea inductanței L_e a circuitului (relațiile 3.6; 3.8), prin legarea în serie cu sarcina a unei inductanțe saturabile. În acest caz, ipoteza R=0 făcută în studiul regimului intermitent al redresorului P3 (M3) este acceptabilă pentru curenți de sarcină cuprinși în intervalul de la zero la $\overline{I}_{d\lim}$.

3.3.1 Inductanța echivalentă a circuitului pentru diverse scheme de redresare

Inductanța echivalentă a circuitului se determină pentru stările de conducție și de comutație.

a) Redresor P2 (M2) - fig. 2.24 și 2.58,a

În momentul conducției unui dispozitiv semiconductor, în circuit apar în serie inductanța de scăpări $L_k/2$ a transformatorului (căci numai jumătate din înfășurare este utilizată) și inductanța de sarcină L.

$$L_e = \frac{L_k}{2} + L \tag{3.11}$$

În timpul comutației, sarcina este scurtcircuitată, deci inductanța transformatorului nu joacă nici un rol:

$$L_e = L \tag{3.12}$$

b) Redresor PD2 (B2) - fig. 2.26

Ținând seama de modul de funcționare, inductanța de scăpări L_k a transformatorului este legată în serie cu inductanța L a sarcinii în intervalele de conducție:

$$L_e = L_k + L \tag{3.13}$$

Pe durata comutației, sarcina este scurtcircuitată:

$$L_e = L \tag{3.14}$$

c) **Redresor M3 (P3) - fig. 3.1 și 2.56**

S-a văzut că în timpul conducției:

$$L_e = L_k + L \tag{3.15}$$

Pe durata comutației, inductanța de scăpări a celor două faze în paralel $L_k / 2$ apare în serie cu inductanța de sarcină:

$$L_e = \frac{L_k}{2} + L \tag{3.16}$$

d) **Redresor PD3 (B6) - fig. 2.37 și 2.58,b**

În timpul conducției, se găsesc în stare de conducție două componente semiconductoare care aparțin fiecare unei celule de comutație, adică inductanțele de scăpări ale celor două faze pe care sunt legate componentele în conducție sunt în serie cu inductanța de sarcină:

$$L_e = 2L_k + L \tag{3.17}$$

Pe durata comutației celor două componente, inductanța de scăpări a celor două faze în paralel se află în serie cu inductanțele celei de-a treia faze și a sarcinii:

$$L_e = \frac{L_k}{2} + L_k + L = \frac{3}{2} L_k + L \tag{3.18}$$

3.3.2 Regimul de conducție intermitentă

Forma generală a tensiunii redresate în cazul regimului intermitent (neglijând rezistența R) este dată în fig. 3.6,b, ținând cont de schema echivalentă a redresorului din fig. 3.6,a și de formele de undă prezentate în fig. 3.2 și 3.5.

Ecuația diferențială a circuitului se scrie:

$$u_d = \hat{U} \cos \omega t = L_e \frac{\mathrm{d} i_d}{\mathrm{d} t} + E \tag{3.19}$$

de unde:

$$\frac{\mathrm{d} i_d}{\mathrm{d} t} = \frac{\hat{U} \cos \omega t - E}{L_e}$$

și:

$$\begin{aligned} i_d(\omega t) &= \int_{-\frac{\pi}{p}+\alpha}^{\omega t} \frac{\hat{U} \cos \omega t - E}{\omega L_e} \mathrm{d}(\omega t) = \\ &= \frac{1}{\omega L_e} \left\{ \hat{U} \left[\sin \omega t - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p} \right) \right] - E \left(\omega t + \frac{\pi}{p} - \alpha \right) \right\} \end{aligned} \tag{3.20}$$

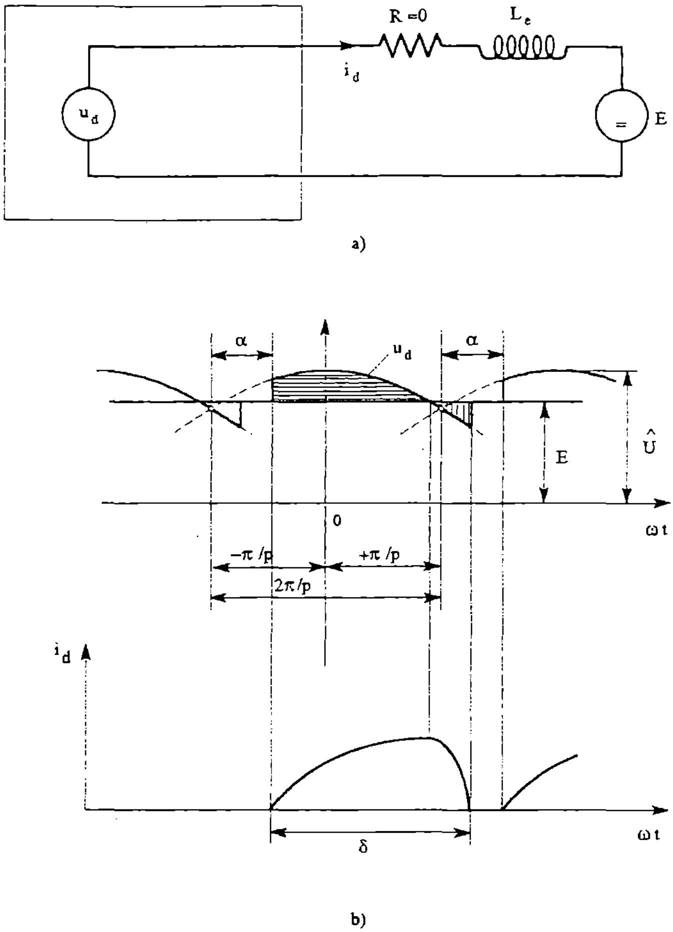


Fig. 3.6 Regimul de conducție intermitentă:
a) schema electrică; b) formele de undă.

Durata conducției, δ, se deduce din condiția (vezi fig. 3.6):

$$i_d\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)=0$$

Rezultă de aici, cu (3.20):

$$\hat{U}\left[\sin\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)-\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)\right]=E\delta \qquad (3.21)$$

Valoarea medie a curentului $\overline{I}_d$ se obține utilizând relația (3.20):

$$\bar{I}_d = \frac{1}{\frac{T}{p}} \int_{-\frac{\pi}{p}+\alpha}^{-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta} \frac{1}{\omega L_e} \left\{ \hat{U}\left[\sin\omega t - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)\right] - E\left(\omega t + \frac{\pi}{p} - \alpha\right)\right\} \mathrm{d}(\omega t) =$$
$$= \frac{1}{2\pi\omega L_e}\left\{ \hat{U}\left[\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha\right) - \cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right) - \delta\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)\right] - \frac{E\delta^2}{2}\right\} \tag{3.22}$$

Dacă se înlocuiește în (3.22) $E\delta$ cu valoarea din (3.21), valoarea medie $\bar{I}_d$ se poate scrie sub forma:

$$\bar{I}_d = \frac{p\hat{U}}{2\pi\omega L_e}\left\{\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha\right) - \cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right) - \frac{\delta}{2}\left[\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right) + \sin\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)\right]\right\} \tag{3.23}$$

Valoarea medie a curentului la limita conducției discontinue $\bar{I}_{d\lim}$ se obține din relația (3.23) cu $\delta = \frac{T}{p} = \frac{2\pi}{p}$.

$$\bar{I}_{d\lim} = \frac{p\hat{U}}{2\pi\omega L_e}\left\{\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{p}+\alpha\right) - \frac{\pi}{p}\left[\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right) + \sin\left(\alpha+\frac{\pi}{p}\right)\right]\right\} =$$
$$= \frac{p\hat{U}}{\pi\omega L_e}\sin\alpha\left[\sin\frac{\pi}{p} - \frac{\pi}{p}\cos\frac{\pi}{p}\right] = \frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}\hat{U}\frac{1}{\omega L_e}\sin\alpha\left[1 - \frac{\pi}{p}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{p}\right] = \tag{3.24}$$
$$= \frac{\overline{U}_{d0}}{\omega L_e}\left[1 - \frac{\pi}{p}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{p}\right]\sin\alpha$$

Pentru curenți $\bar{I}_d < \bar{I}_{d\lim}$ conducția este discountinuă (intermitentă).

Valoarea maximă a lui $\bar{I}_{d\lim}$ este pentru $\alpha = 90°$:

$$\bar{I}_{d\lim 90°} = \frac{p\hat{U}}{\pi\omega L_e}\left[\sin\frac{\pi}{p} - \frac{\pi}{p}\cos\frac{\pi}{p}\right] = \frac{\overline{U}_{d0}}{\omega L_e}\left[1 - \frac{\pi}{p}ctg\frac{\pi}{p}\right] \tag{3.25}$$

Se observă că:

$$\frac{\bar{I}_{d\lim}}{\bar{I}_{d\lim 90°}} = \sin\alpha \tag{3.26}$$

Tensiunea $\overline{U}_d = E$ pentru regimul intermitent se calculează cu relația (3.21):

$$\overline{U}_d = E = \frac{\hat{U}}{\delta}\left[\sin\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right) - \sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)\right] \tag{3.27}$$

Pentru limita conducției discontinue cu $\delta = 2\pi / p$, rezultă din (3.27):

$$\overline{U}_d = E = \frac{\hat{U}}{\frac{2\pi}{p}}\left[\sin\left(\frac{\pi}{p}+\alpha\right) - \sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)\right] = \hat{U}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}\cos\alpha = \overline{U}_{d0}\cos\alpha \tag{3.28}$$

Deci, la limita conducției intermitente, relația generală (2.238) rămâne valabilă. Așadar:

$$\frac{\overline{U}_d}{\overline{U}_{d0}} = \cos\alpha \tag{3.29}$$

Relațiile (3.26) și (3.29) arată că punctele care reprezintă, pentru diverse unghiuri α, limita conducției intermitente se află pe un cerc.

Tensiunea în gol se obține din (3.27), pentru $\delta \to 0$.

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d\alpha} = \lim_{\delta\to 0}\frac{\hat{U}}{\delta}\left[\sin\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)-\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)\right] = \hat{U}\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha\right) =$$
$$= \frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}\hat{U}\frac{\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)}{\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}} = \overline{U}_{d0}\frac{\pi}{p}\frac{\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)}{\sin\frac{\pi}{p}} \tag{3.30}$$

Pentru reprezentarea grafică a caractersiticilor de sarcină în domeniul conducției intermitente, se calculează cu relațiile (3.23) și (3.25):

$$\frac{\overline{I}_d}{\overline{I}_{d\lim 90^\circ}} = \frac{\frac{p\hat{U}}{2\pi\omega L_e}\left\{\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha\right)-\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)-\frac{\delta}{2}\left[\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)+\sin\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)\right]\right\}}{\frac{p\hat{U}}{\pi\omega L_e}\left[\sin\frac{\pi}{p}-\frac{\pi}{p}\cos\frac{\pi}{p}\right]} =$$
$$= \frac{\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha\right)-\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)-\frac{\delta}{2}\left[\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)+\sin\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)\right]}{2\left(\sin\frac{\pi}{p}-\frac{\pi}{p}\cos\frac{\pi}{p}\right)} \tag{3.31}$$

înlocuind δ, calculat cu relația (3.21):

$$\delta = \frac{\hat{U}}{E}\left[\sin\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)-\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)\right]$$

$$\delta = \frac{\hat{U}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}}{E}\cdot\frac{\sin\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)-\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)}{\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}}$$

$$\delta = \frac{\overline{U}_{d0}}{E}\cdot\frac{\sin\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha+\delta\right)-\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{p}\right)}{\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}} \tag{3.32}$$

pentru diverse valori $\dfrac{E}{\overline{U}_{d0}} \geq \cos\alpha$.

Metoda este identică cu cea prezentată în subcapitolul 3.2. Rezultă diagramele din fig. 3.7, care au fost trasate pentru p=3 și pentru p=6. În fig. 3.7,a s-au regăsit diagramele din fig. 3.4.

Din relațiile (3.21) și (3.23), pentru p=3 s-au regăsit relațiile (3.4) și (3.6), dacă se ține cont de faptul că sistemul de axe pentru relațiile (3.21) și (3.23) este decalat cu $\pi/2$.

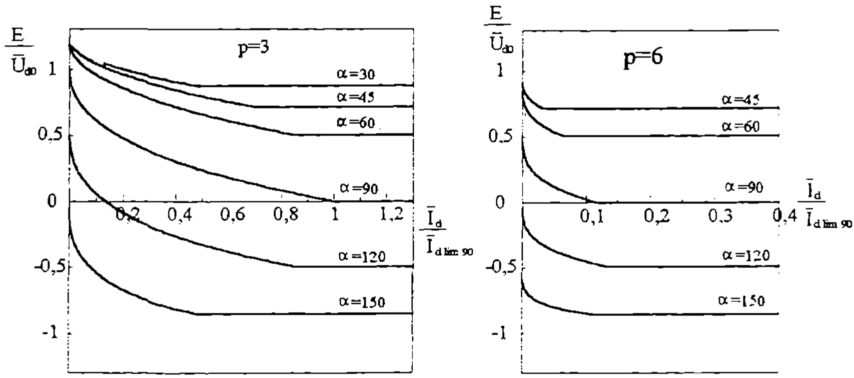


Fig. 3.7 Caracteristicile de sarcină pentru regimurile conducției discontinue și continue (comutație ideală).

Se observă că, la curent redresat dat, tensiunea redresată medie $\overline{U}_d$ crește dacă unghiul de întârziere α scade. Relația (3.24), ca și fig. 3.7, arată că mărirea lui p reduce valoarea lui $\overline{I}_{d\,\lim}$.

Dacă în domeniul conducției continue se consideră comutația reală, caractersisticile de sarcină în acest domeniu sunt identice cu cele din fig. 2.63, pentru funcționarea ca redresor și cu cele din fig. 2.82,b, pentru funcționarea ca invertor. Fig. 3.8 prezintă aceste caractersitici.

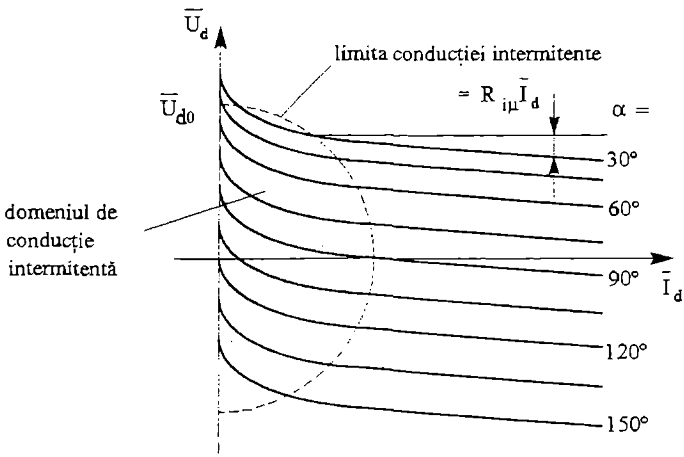


Fig. 3.8 Caracteristicile de sarcină pentru un convertor comandat, funcționând în sarcină și considerând comutația reală.

Studiile demonstrează că mărirea indicelui de pulsație p reduce efectele date de natura receptorului și abaterile față de rezultatele studiului general.

Panta caracteristicilor pentru funcționarea în conducție intermitentă este superioară celei pentru conducția continuă, rezistența internă echivalentă a convertorului fiind deci mai ridicată.

3.4 Considerații legate de comanda tiristoarelor pentru funcționarea în regim de conducție discontinuă

Pentru a trece în starea de conducție, un tiristor trebuie să aibă la borne o tensiune u_T pozitivă.

Ținând cont că, în regim de conducție intermitentă $\overline{U_d} = E$, este necesar, pentru amorsare, ca tensiunea fazei pe care acesta se află să depășească valoarea E.

Cu notațiile din fig. 3.6, rezultă:

$$\hat{U}\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha_{\min}\right) \geq E = \overline{U}_{d0}\cos\alpha_{\min} \tag{3.33}$$

cu valori pentru $\hat{U}$ date în paragraful 2.7.4, sau:

$$\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha_{\min}\right) \geq \frac{E}{\hat{U}} = \frac{\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}\hat{U}\cos\alpha_{\min}}{\hat{U}} \tag{3.34}$$

Deci:

$$\cos\left(-\frac{\pi}{p}+\alpha_{\min}\right) = \frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}\cos\alpha_{\min} \tag{3.35}$$

Ecuația (3.35) are următoarele soluții:

$$\begin{aligned} p = 2 &\Rightarrow \alpha_{\min} = 32{,}48° \\ p = 3 &\Rightarrow \alpha_{\min} = 20{,}68° \\ p = 6 &\Rightarrow \alpha_{\min} = 10{,}08° \end{aligned} \tag{3.36}$$

Unghiul $\alpha_{\min}$ descrește odată cu creșterea lui p.

Pentru curenți de valoare mică, funcționarea unui redresor în punte comandată având sursă în stea cu un receptor activ RLE necesită, pentru unghiuri de comandă $\alpha < \frac{\pi}{p}$, semnale de comandă având o durată cel puțin egală cu $\frac{\pi}{p} - \alpha$.

În practică, pentru a asigura funcționarea punții trifazate și în regim de conducție intermitentă, impulsurile de comandă pentru fiecare tiristor sunt duble (fig. 3.9).

Se observă, din fig. 3.9, că prezența celui de-al doilea impuls de comandă nu este necesară dacă conducția este continuă, sau dacă suntem la limita conducției intermitente.

Tiristoarele sunt notate ca în fig. 2.83.

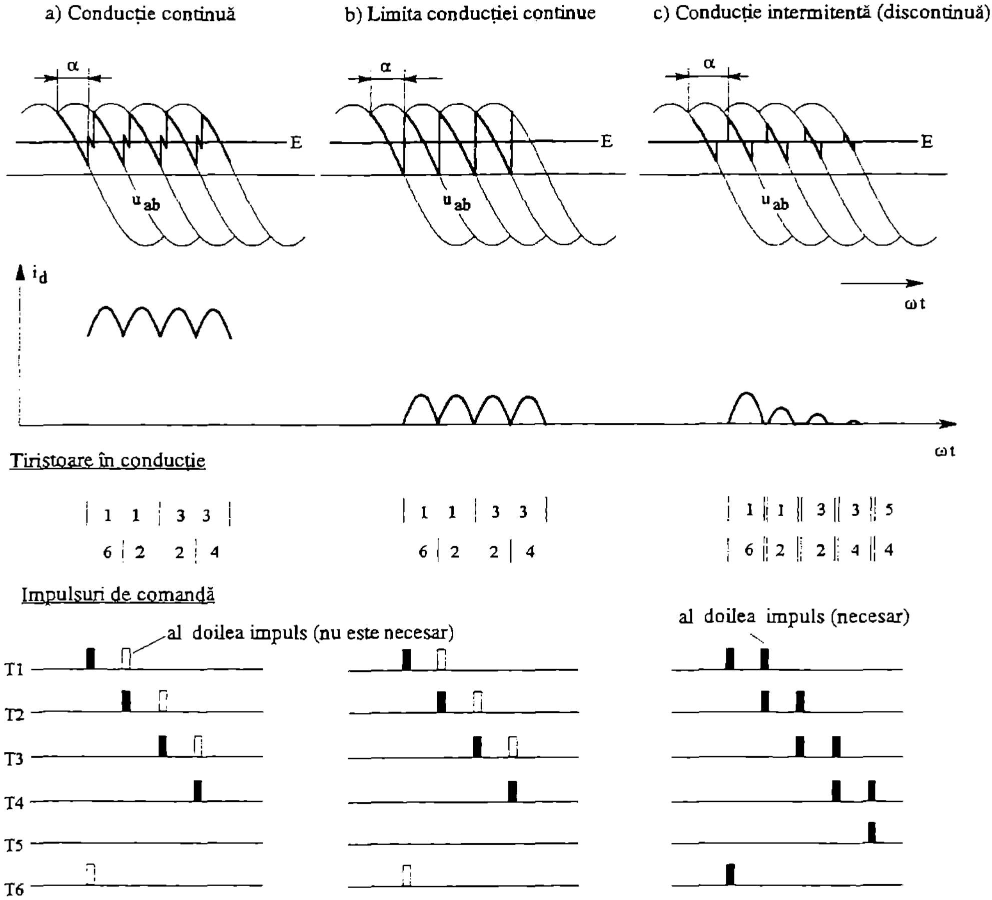


Fig. 3.9 Impulsuri de comandă duble pentru puntea trifazată comandată.

4

CONVERTOARELE "ÎN PATRU CADRANE" CU COMUTAȚIE NATURALĂ (CONVERTOARE BIDIRECȚIONALE)

4.1 Generalități. Clasificare

Dacă alimentează o sarcină activă, de exemplu o mașină de curent continuu, redresoarele comandate studiate în capitolele 2 și 3 pot funcționa în cele două cadrane (I și IV) ale planului $\left(\overline{U}_d, \overline{I}_d\right)$:

- în primul cadran - în regim de redresor pentru $\alpha \in \left(\alpha_{min}, 90°\right)$;
- în cadranul IV - în regim de invertor, pentru $\alpha \in \left(90°, 150°\right)$.

Comutația este naturală, pilotarea făcându-se prin tensiunea rețelei de alimentare, monofazată sau trifazată.

Caracteristica de sarcină are aspectul din fig. 3.8.

Un asemenea convertor asigură comanda mașinii pentru un singur sens de rotație (regim de motor - cadran I) și frânarea sa (regim de generator - cadranul IV) (vezi fig. 2.53).

Aplicațiile practice impun deseori funcționarea în ambele sensuri de rotație cu posibilitate de frânare, adică o funcționare "în patru cadrane".

Redresorul comandat - convertor de două cadrane - furnizează tensiunea redresată $\overline{U}_d$: pozitivă $\left(\overline{U}_d > 0\right)$ sau negativă $\left(\overline{U}_d < 0\right)$ și curentul $\overline{I}_d$ cu un singur sens $\left(\overline{I}_d > 0\right)$.

Funcționarea sarcinii în patru cadrane impune pentru convertor posibilitatea de a da în mod egal un curent $\bar{I}_d$ bidirecțional ($\bar{I}_d > 0$ și $\bar{I}_d < 0$). Scopul este atins dacă se utilizează un al doilea convertor cu comutație naturală, comandat.

Modul de montare a celor două convertoare, pentru asigurarea funcționării în 4 cadrane, permite clasificarea acestora în:

- convertoare fără curent de circulație (sau curent de buclă);
- convertoare cu curent de circulație (sau cu curent de buclă).

4.2 Convertoare "în patru cadrane" fără curent de circulație

Convertorul în patru cadrane fără curent de circulație se obține prin montarea în antiparalel a două convertoare de două cadrane. Montajul în cruce este mai rar utilizat.

Funcționarea în fiecare cadran este asigurată de un singur convertor, celălalt fiind blocat (montajele se mai numesc cu logică de inversare sau de basculare). Este posibil de asemenea să se comande permanent redresoarele, așa ca să se reducă curentul de circulație încât să se mențină nul în permanență (montaje numite cu bandă sau zonă moartă). În fig. 4.1 se arată modul în care se asigură funcționarea în patru cadrane cu un convertor construit după principiul logicii de inversare (de basculare).

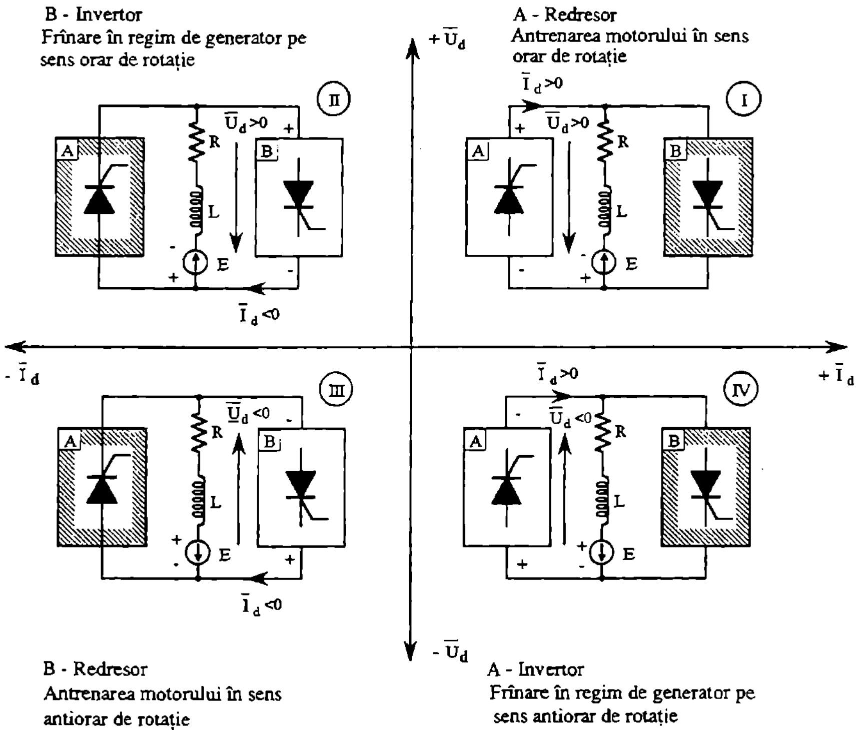


Fig. 4.1 Convertor în patru cadrane fără curent de circulație (montaj antiparalel) construit după principiul logicii de inversare (de basculare).

Funcționarea în primul cadran este asigurată de convertorul A, care este comandat la unghiuri $\alpha_A \in (\alpha_{min}, 90°)$.

Tensiunea furnizată $\overline{U}_{dA}$ și curentul $\overline{I}_{dA}$ sunt considerate pozitive din punct de vedere al sarcinii RLE:

$$\overline{U}_{dA} = \overline{U}_d > 0;\ \overline{I}_{dA} = \overline{I}_d > 0;\ P_d = \overline{U}_d \overline{I}_d > 0 \tag{4.1}$$

Energia se transmite de la redresor la sarcină, care funcționează în regim de motor.

În cadranul IV, tot A este în funcțiune, comandat la unghiurile $\alpha_A \in (90°, 150°)$. El lucrează în regim de invertor:

$$\overline{U}_{dA} = -\overline{U}_d < 0;\ \overline{I}_{dA} = \overline{I}_d > 0;\ P_d = \overline{U}_d \overline{I}_d < 0 \tag{4.2}$$

Energia se transmite de la sarcină către convertor. Sarcina funcționeaza în regim de generator.

Dacă motorul se rotește în sens orar, la frânarea în regim de generator sensul de rotație este inversat.

Pentru cadranele III și II, convertorul B este cel care funcționează. În cadranul III, B funcționează ca redresor la unghiuri $\alpha_B \in (\alpha_{min}, 90°)$, dar sensul tensiunii sale $\overline{U}_{dB}$ și al curentului $\overline{I}_{dB}$, din punctul de vedere al sarcinii, este negativ.

$$\overline{U}_{dB} = -\overline{U}_d < 0;\ \overline{I}_{dB} = -\overline{I}_d < 0;\ P_d = \overline{U}_d \overline{I}_d > 0 \tag{4.3}$$

Energia trece de la convertor la sarcină.

Sarcina funcționează în regim de motor, care se rotește în sens invers (în cazul nostru în sens antiorar).

În cadranul II, B este comandat la $\alpha_B \in (90°, 150°)$. El funcționează în regim de invertor, dar pentru sarcină tensiunea furnizată este pozitivă și curentul negativ.

$$-\overline{U}_{dB} = +\overline{U}_d > 0;\ \overline{I}_{dB} = -\overline{I}_d < 0;\ P_d = \overline{U}_d \overline{I}_d < 0 \tag{4.4}$$

Energia este transmisă dinspre sarcină spre convertor.

Mașina funcționează în regim de generator, sensul frânării fiind sensul orar de rotație.

Performanțele dinamice ale acestor convertoare sunt foarte bune, dar comanda este complexă. Ea trebuie să aleagă dintre cele două convertoare, plecând de la informații referitoare la curent și la viteză, pe acela care trebuie să primească impulsuri și pe acela care trebuie să fie blocat.

În general, inversarea curentului comportă patru etape:

- creșterea rapidă a unghiului α_A până la 150^{o};
- detectarea trecerii prin zero a curentului și blocarea redresorului A;
- temporizare încât tiristoarele redresorului A să-și recâștige capacitatea de blocare în direct a tensiunii ;
- comanda redresorului B pentru care α_B descrește de la 150^{o} la valoarea necesară cerută de funcționarea mașinii.

Caracteristicile de sarcină sunt furnizate de caracteristicile celor două convertoare legate în antiparalel.

Ele sunt prezentate în fig. 4.2.

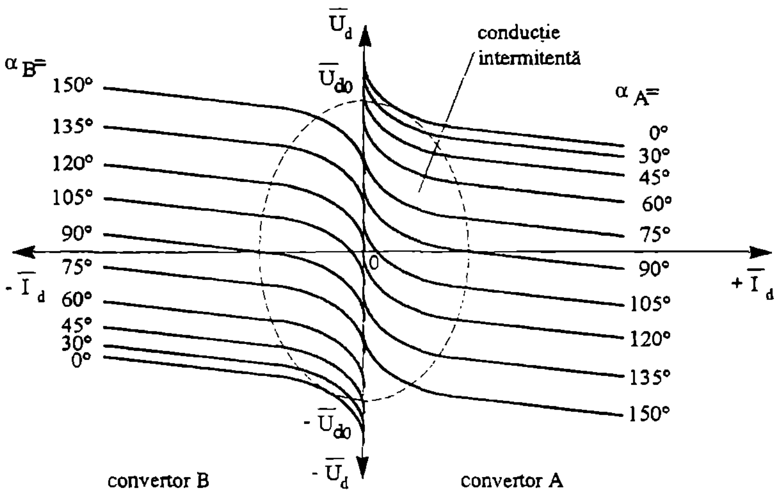


Fig. 4.2 Caracteristicile de sarcină ale unui convertor în patru cadrane fără curent de circulație.

Inconvenientul acestor convertoare este discontinuitatea caracteristicilor de sarcină și posibilitatea apariției regimului intermitent. Acest regim este evitat prin legarea în serie cu sarcina RLE a unei reactanțe saturabile.

Acest tip de convertor este cel mai utilizat, în special pentru puteri mari.

Montajul cu bandă moartă (sau zonă moartă) are o comandă care trimite impulsuri celor două convertoare astfel încât curentul de circulație rămâne în permanență nul.

În felul acesta redresoarele au conducția dirijată, în așa mod încât suma $u_{dA}+u_{dB}$ rămâne nulă sau negativă:

$$u_{dA}+u_{dB}\le 0 \tag{4.5}$$

de unde:

$$\overline{U}_{d0}\cos\alpha_A+\overline{U}_{d0}\cos\alpha_B\le 0 \tag{4.6}$$

$$\cos\alpha_A+\cos\alpha_B\le 0 \tag{4.7}$$

Se observă că inegalitatea (4.7) este respectată dacă:

– pentru redresoarele monofazate (p=2), în antiparalel:

$$\alpha_A\in(0,\pi)\Rightarrow\alpha_B=\pi \tag{4.8}$$

– pentru redresoarele trifazate cu punct median și în punte în antiparalel:

$$\alpha_A \in \left(0, \frac{2\pi}{3}\right) \Rightarrow \alpha_B = \pi \tag{4.9}$$

$$\alpha_A \in \left(\frac{2\pi}{3}, \pi\right) \Rightarrow \alpha_B = \frac{2\pi}{3}$$

– pentru redresoarele trifazate în punte, montaj în cruce:

$$\alpha_A \in \left(0, \frac{2\pi}{6}\right) \Rightarrow \alpha_B = \pi$$

$$\alpha_A \in \left(\frac{2\pi}{3}, \frac{3\pi}{6}\right) \Rightarrow \alpha_B = \frac{5\pi}{6}$$

$$\alpha_A \in \left(\frac{3\pi}{6}, \frac{4\pi}{6}\right) \Rightarrow \alpha_B = \frac{4\pi}{6} = \frac{2\pi}{3} \tag{4.10}$$

$$\alpha_A \in \left(\frac{4\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}\right) \Rightarrow \alpha_B = \frac{3\pi}{6} = \frac{\pi}{2}$$

$$\alpha_A \in \left(\frac{5\pi}{6}, \pi\right) \Rightarrow \alpha_B = \frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3}$$

Legile date de relațiile (4.8), (4.9) și (4.10) sunt prezentate în fig. 4.3.

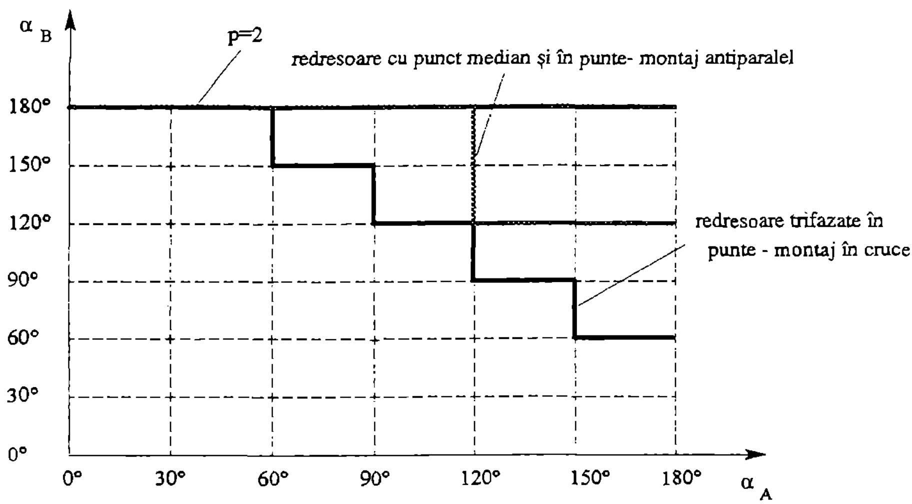


Fig. 4.3 Legătura între unghiurile de comandă ale convertoarelor pentru montajul cu bandă moartă.

Timpul mort este intervalul de curent nul care apare la inversarea sensului curentului $\bar{I}_d$ când punctul de funcționare în deplasarea sa prin zona de conducție intermitentă (vezi fig. 4.2) rămâne, pentru $\bar{I}_d = 0$ pe axa tensiunii $\overline{U}_d$.

Banda moartă este depărtarea dintre caracteristicile corespunzătoare celor două redresoare pentru $\bar{I}_d = 0$.

Timpul mort este:

- pentru montajul în antiparalel:
  - a două redresoare monofazate : 30 ms;
  - a două redresoare trifazate în punte: 15 ms.
- pentru montajele în cruce a două redresoare în punte: 10 ms.

Fig. 4.4 arată, cu titlu exemplificativ, schema electrică a unui convertor în patru cadrane realizat prin montarea în antiparalel a două redresoare trifazate în punte.

Inductanța L evită apariția conducției intermitente la schimbarea de semn a curentului $\bar{I}_d$.

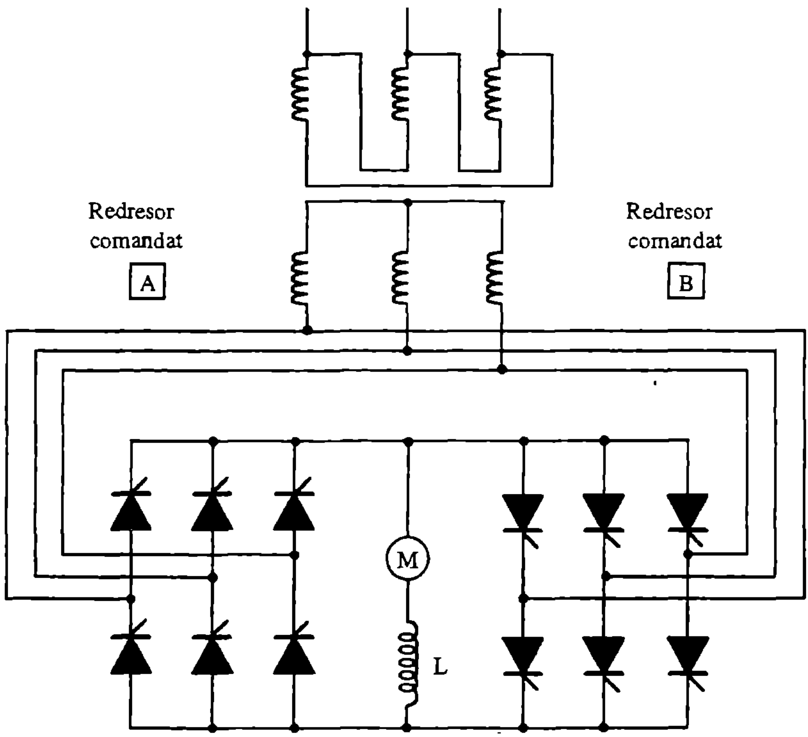


Fig. 4.4 Convertorul în patru cadrane fără curent de circulație (montaj antiparalel).

4.3 Convertoarele "în patru cadrane" cu curent de circulație

Funcționarea în fiecare cadran este asigurată prin funcționarea simultană a celor două convertoare de două cadrane: unul în regim de redresor și celălalt în regim de invertor.

După modul de legare a celor două convertoare pentru a putea livra sarcinii $\pm\overline{U}_d$ și $\pm\overline{I}_d$ se disting:

- montajul antiparalel, la care cele două convertoare sunt alimentate de la aceeași sursă de tensiune alternativă (de exemplu același secundar al transformatorului); dacă convertoarele sunt în punte, apar doi curenți de circulație între convertoare, curenți care sunt limitați de patru reactanțe L_d (fig. 4.5).
- montajul în cruce, la care cele două convertoare sunt alimentate de la două surse diferite de tensiune alternativă (de exemplu două secundare ale aceluiași transformator).
  Între convertoare nu apare decât un singur curent de circulație, care este limitat de două reactanțe L_d (fig. 4.6).

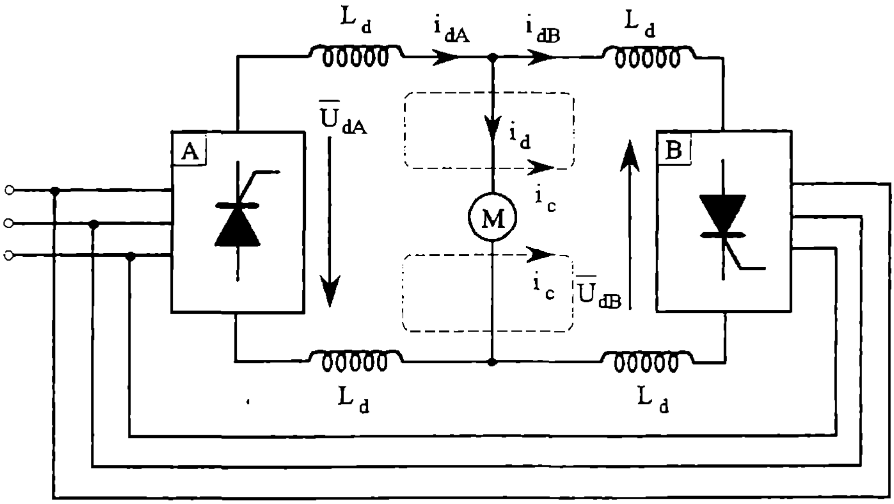


Fig. 4.5 Converorul în patru cadrane cu curenți de circulație (montaj antiparalel).

Pentru cele două montaje, tensiunile medii $\overline{U}_{dA}$ și $\overline{U}_{dB}$ trebuie să fie egale, dar opuse:

$$\overline{U}_{dA} = -\overline{U}_{dB} \tag{4.11}$$

Deci:

$$\overline{U}_{d0}\cos\alpha_A = -\overline{U}_{d0}\cos\alpha_B \Rightarrow \cos\alpha_A + \cos\alpha_B = 0$$

Astfel, se obține:

$$2\cos\frac{\alpha_A+\alpha_B}{2}\cos\frac{\alpha_A-\alpha_B}{2}=0 \Rightarrow \alpha_A+\alpha_B=\pi$$

de unde:

$$\alpha_A=\pi-\alpha_B \tag{4.12}$$

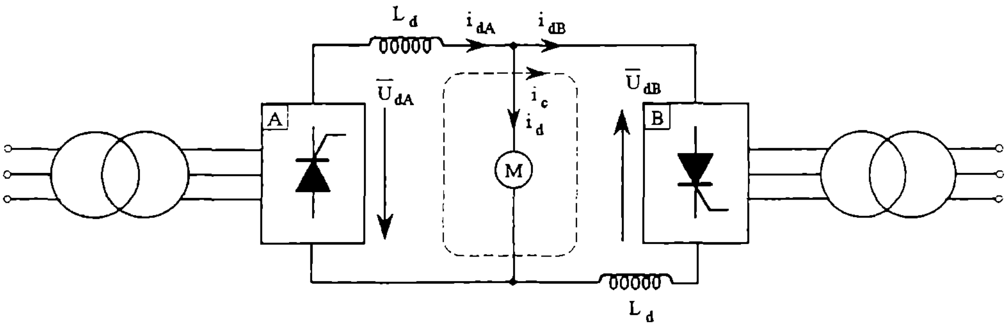


Fig. 4.6 Convertorul în patru cadrane cu curent de circulație (montaj în cruce).

Relația (4.12) arată că, dacă redresorul A este comandat cu unghiul α_A, deci funcționează într-un regim (de exemplu de redresor), celălalt, B, trebuie să fie comandat cu unghiul $\alpha_B=\pi-\alpha_A$ și va funcționa în regimul complementar (în exemplul nostru, invertor).

Datorită faptului că unghiul limită de comandă în regim de invertor este de 150^o, unghiurile α_A și α_B în regim de redresor nu pot să scadă sub valoarea 30^o.

Fig. 4.7 arată caracteristicile de reglaj (comandă).

Dacă convertorul A este comandat la unghiul α_A, el funcționează în regim de redresor în punctul M_1. Convertorul B trebuie să fie comandat la unghiul $\alpha_B=\pi-\alpha_A$ și funcționează în regim de invertor în punctul M_2 (fig. 4.7). Domeniul interzis limitează valoarea maximă a tensiunii continue furnizate sarcinii la $\pm 0,866\overline{U}_{d0}$.

Curentul continuu prin sarcină va fi:

$$i_d=i_{dA}-i_{dB} \tag{4.13}$$

Astfel:

$$\overline{I}_d=\overline{I}_{dA}-\overline{I}_{dB} \tag{4.14}$$

deci:

$$\overline{I}_d>0 \text{ dacă } \overline{I}_{dA}>\overline{I}_{dB} \tag{4.15}$$

$$\overline{I}_d<0 \text{ dacă } \overline{I}_{dB}>\overline{I}_{dA} \tag{4.16}$$

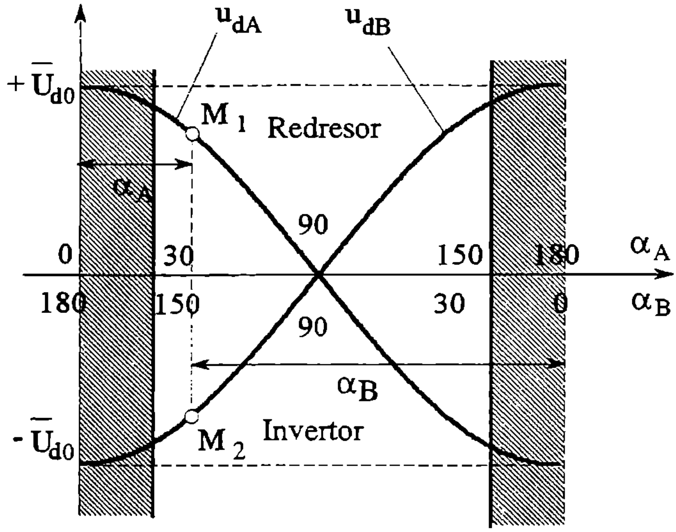


Fig. 4.7 Caracteristicile de reglaj (comandă) ale convertorului în patru cadrane cu curent de circulaţie.

În fig. 4.8 şi 4.9 sunt prezentate exemple de scheme electrice în montaj antiparalel şi în cruce:

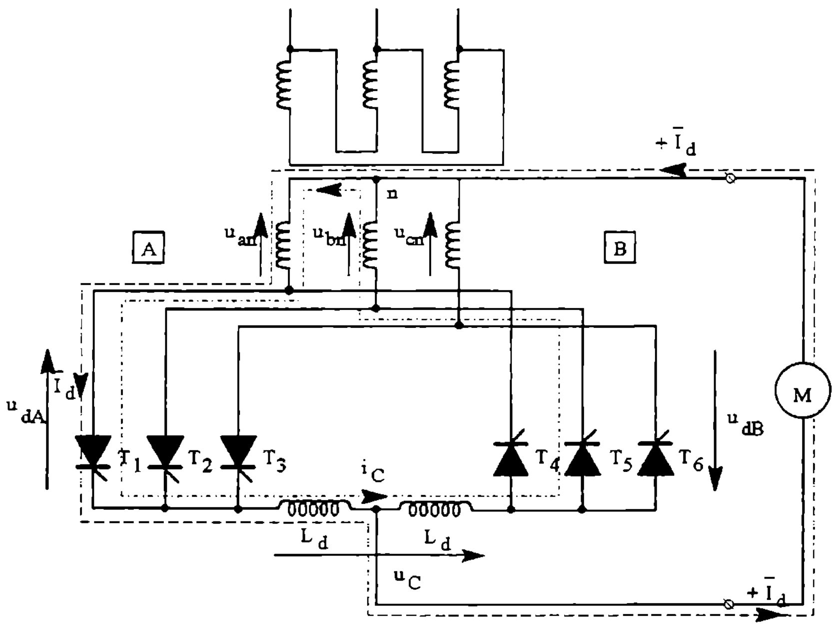


Fig. 4.8 Convertorul în patru cadrane cu curent de circulaţie: montaj antiparalel constituit din două redresoare trifazate comandate cu punct median.

Suma $\overline{U}_{dA}+\overline{U}_{dB}$ este nulă (vezi relația 4.11), dar suma valorilor instantanee, numită tensiune de circulație, $u_c=u_{dA}+u_{dB}$ nu este nulă, ceea ce determină apariția unui curent de circulație i_c între cele două redresoare. De exemplu, pentru schema din fig. 4.8, se presupun două cazuri de comandă: a) $\alpha_A\in\left(0,\frac{\pi}{3}\right)$; b) $\alpha_A\in\left(\frac{\pi}{3},\frac{2\pi}{3}\right)$. Fig. 4.11 arată formele de undă pentru tensiunile u_{dA}, u_{dB}, u_c și curentul i_c în ipoteza comutației ideale.

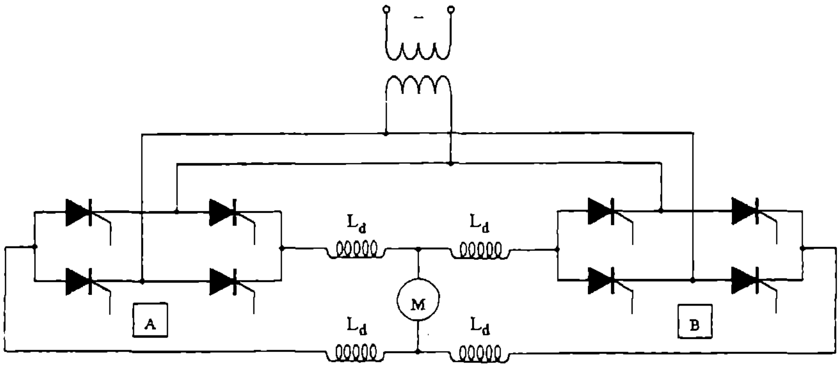


Fig. 4.9 Convertorul în patru cadrane cu curent de circulație: montajul antiparalel constituit din două redresoare monofazate comandate în punte.

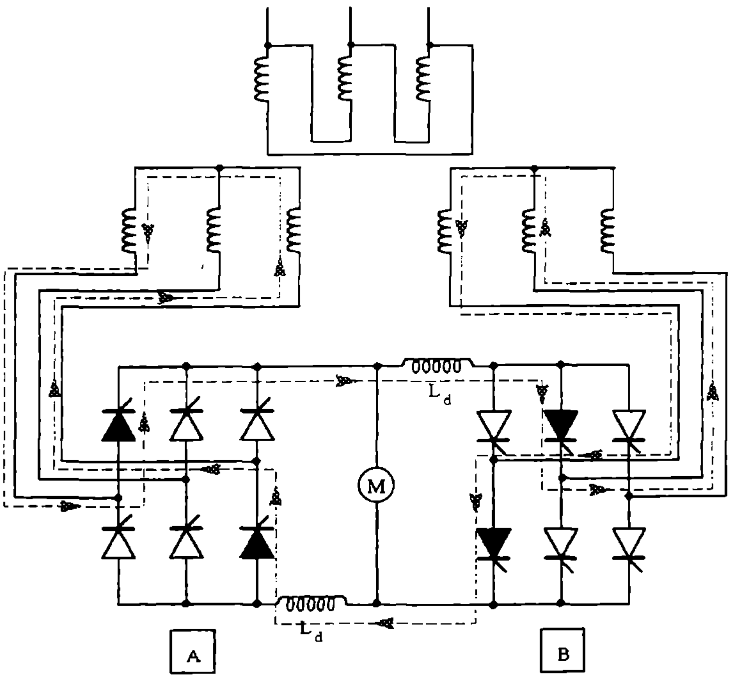


Fig. 4.10 Convertor în patru cadrane cu curent de circulație; montajul în cruce constituit din două redresoare comandate în punte.

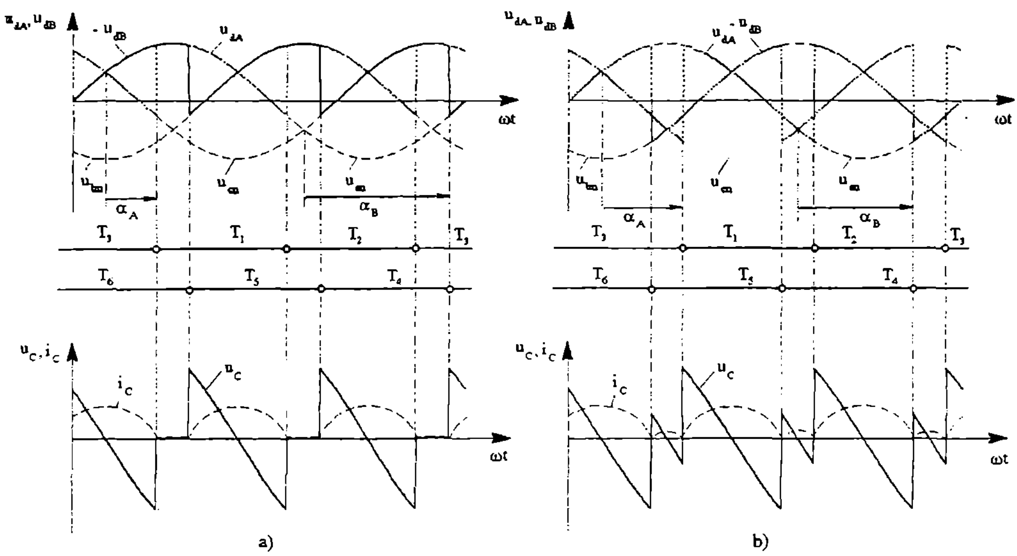


Fig. 4.11 Formele de undă pentru schema din fig. 4.8:

$$\text{a) } \alpha_A \in \left(0, \frac{\pi}{3}\right); \text{ b) } \alpha_A \in \left(\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right).$$

Pentru convertorul de patru cadrane din fig. 4.8, pentru intervalul de conducție a tiristoarelor T_1 și T_5 curentul de sarcină $\bar{I}_d > 0$ și trece prin sarcină, înfășurarea secundară a fazei u_{an}, tiristorul T_1 și o reactanță L_d, iar curentul de circulație i_c se închide prin înfășurările fazelor u_{an}, u_{bn}, tiristoarele T_1, T_5 și reactanțele L_d.

Curentul de sarcină este deci furnizat de convertorul A.

Curentul de circulație se închide prin cele două convertoare fără a trece prin sarcină. Curentul de circulație este determinat de tensiunea de circulație, care în acest caz va fi $u_{an} - u_{bn}$.

Tiristorul T_1 este parcurs de $\bar{I}_d + i_c$. Pentru curenți de sarcină pozitivi $\bar{I}_d > 0$, suma curenților $\bar{I}_d + i_c$ pentru intervalele corespunzătoare unghiurilor de comandă α_A, trece de la tiristorul T_1 la T_2, de la T_2 la T_3, de la T_3 la T_1 (vezi fig. 4.8).

Curentul de sarcină este furnizat de convertorul A. Curentul de circulație i_c trece în funcție de unghiurile de comandă α_B de la tiristorul T_5 la T_4, de la T_4 la T_6, de la T_6 la T_5 (vezi fig. 4.8).

Redresorul B nu conduce decât curentul de circulație i_c.

Pentru curenți de sarcină negativi $\bar{I}_d < 0$ situația se inversează. Curentul de sarcină este furnizat de convertorul B și curentul de circulație nu se închide decât prin convertorul A.

În schema din fig. 4.9 apar doi curenți de circulație, fiecare parcurge circuitul reprezentat de sursă și două semipunți.

În schema în cruce din fig. 4.10 un singur curent de circulație se închide prin ansamblul celor patru semipunți.

Traseul său, la un moment dat, este reprezentat în fig. 4.10.

Tiristoarele în conducție sunt reprezentate cu linie groasă.

În cazul convertoarelor cu curent de circulație inductanțele de limitare sunt dimensionate astfel încât curentul de circulație să fie cel mult 10 până la 20% din curentul maxim $\overline{I}_{dn}$.

Avantajul existenței curentului de circulație este menținerea caracteristicilor de sarcină la o formă liniară în jurul trecerii curentului $\overline{I}_d$ prin zero.

Fig. 4.12 arată alura caracteristicilor de sarcină pentru acest tip de convertor. Inversarea curentului $\overline{I}_d$ se poate face fără riscul apariției unui regim de curent intermitent.

În practică, pentru a evita conducția discontinuă în domeniul curenților $\overline{I}_d$ scăzuți, este necesar să se crească valoarea curentului de circulație i_c. In acest scop, este posibil să se facă abateri de la legea $\alpha_B = \pi - \alpha_A$, dând unghiului α_B valori ușor inferioare lui $\pi - \alpha_A$. Din contră, pentru curenți $\overline{I}_d$ mari, se face $\alpha_B > \pi - \alpha_A$ pentru a reduce valoarea medie a curentului de circulație $\overline{I}_c$, căci în acest caz curentul de circulație nu este necesar.

Convertoarele în patru cadrane cu curenți de circulație sunt utilizate pentru puteri mici și medii.

Dezavantajele lor sunt:

- posibilitatea limitată a reglajului tensiunii de ieșire: doar între $\pm 0,866\overline{U}_{d0}$;
- pierderile suplimentare și necesitatea supradimensionării înfășurărilor transformatorului și a tiristoarelor din cauza curentului de circulație, care se suprapune peste $\overline{I}_d$ în redresorul care furnizează curent sarcinii;
- necesitatea inductanțelor de limitare pentru curenții de circulație. Prețul inductanțelor crește foarte repede cu valoarea curentului.

Aceste inconveniente fac ca acest tip de convertoare să fie din ce în ce mai puțin utilizat.

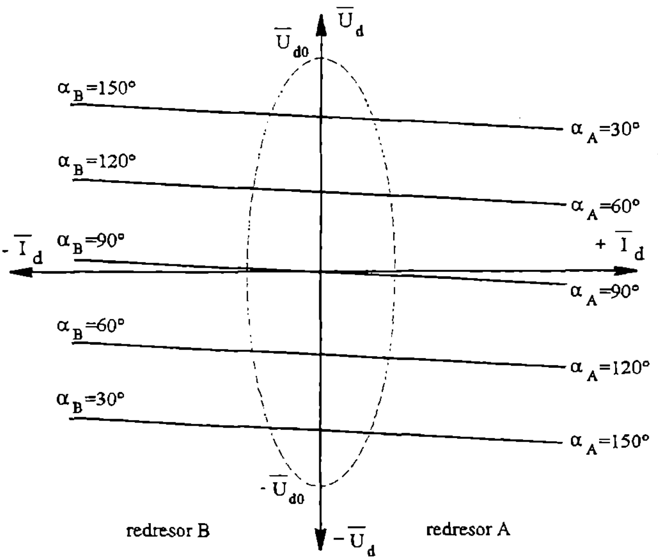


Fig. 4.12 Caracteristicile de sarcină pentru convertorul în patru cadrane cu curent de circulație.

5

INTERACȚIUNILE: REDRESOR-SARCINĂ; REDRESOR-REȚEA. CONCLUZII ASUPRA REDRESOARELOR

5.1 Locul redresorului

Redresorul se intercalează între rețeaua alternativă și sarcină.

Din punct de vedere al rețelei, este un receptor neliniar alimentat cu tensiuni sinusoidale; el absoarbe curenți nesinusoidali, jucând deci rolul de generator de armonici de curent pentru rețea.

Pentru sarcină, redresorul este o sursă de tensiune, dar o sursă imperfectă, căci el furnizează o tensiune ondulată, determinând un curent ondulat în sarcină.

În capitolele II și IV am văzut influența sarcinii asupra modului de funcționare a redresorului.

Performanțele unui redresor din punct de vedere al sarcinii sunt apreciate prin:

- calitatea tensiunii furnizate;
- comportarea în caz de scurtcircuit;
- puterea aparentă de calcul a transformatorului și factorul de putere secundar.

Influenţa redresorului asupra reţelei este cunoscută, dacă se determină valorile efective şi conţinutul armonicilor curenţilor absorbiţi, precum şi defazajele lor în raport cu tensiunile sinusoidale ale reţelei.

5.2 Pulsaţiile tensiunii redresate

Pulsaţia tensiunii redresate depinde de schema de redresare şi de natura sarcinii.

Pentru o sarcină normală şi un unghi de comandă (de întârziere) α nul, tensiunea în gol a unui redresor u_{d0} este formată din p segmente de sinusoidă pe o perioadă T a tensiunii reţelei (fig. 5.1) şi valoarea sa medie este dată de relaţia (2.232):

$$\overline{U}_{d0} = \hat{U}\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p} \tag{5.1}$$

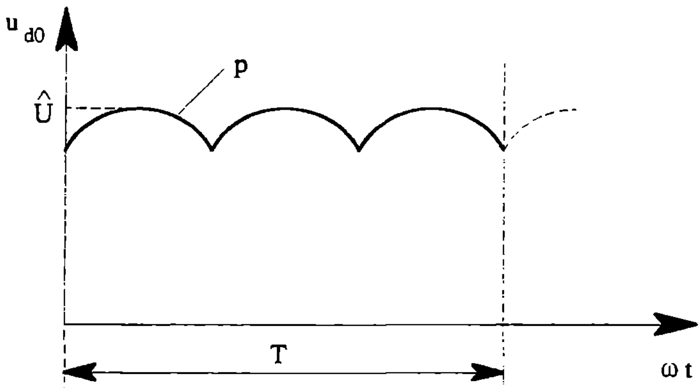


Fig. 5.1 Tensiunea în gol a unui redresor $(\alpha = 0)$.

Pentru diverse scheme de redresare, s-a calculat factorul de formă f_F şi factorul de modulaţie f_M ale acestei tensiuni, cu relaţiile (1.7) şi (1.8).

Rezultatele sunt date în tabelele 5.1 şi 5.2.

Tabelul 5.1 **Factorul de formă**

p	1	2	3	6	12
f_F	1,57	1,11	1,017	1,00088	1,000053
Relaţia	(2.15)	tabelul 2.2.	(2.108)	(2.157)	(2.207)

Tabelul 5.2 **Factorul de modulaţie**

p	1	2	3	6	12
f_M	1,21	0,482	0,187	0,042	0,0102
Relaţia	(2.15)	tabelul 2.2.	(2.108)	(2.157)	(2.207)

Dezvoltarea în serie Fourier (vezi tabelul 1.1, linia 7) dă:

$$u_{d0}(t)=\overline{U}_{d0}\left(1+2\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{1-n^2p^2}\cos n\pi\cos np\omega t\right) \tag{5.2}$$

u_{d0} nu conține decât armonici multiplu de pf. Valoarea de vârf a armonicii de ordinul n este:

$$\hat{U}_n=\overline{U}_{d0}\frac{2}{1-n^2p^2}\cos n\pi \Rightarrow \frac{\hat{U}_n}{\overline{U}_{d0}}=\left|\frac{2}{1-n^2p^2}\cos n\pi\right| \tag{5.3}$$

Rapoartele $\frac{\hat{U}_n}{\overline{U}_{d0}}$ calculate cu relația (5.3) sunt date în tabelul 5.3.

Tabelul 5.3 **Valori ale raportului** $\frac{\hat{U}_n}{\overline{U}_{d0}}$

n \ p	2	3	6	12
2	0,667	-	-	-
3	-	0,25	-	-
4	0,133	-	-	-
5	-	-	-	-
6	0,057	0,057	0,057	-
7	-	-	-	-
8	0,0317	-	-	-
9	-	0,025	-	-
10	0,0202	-	-	-
11	-	-	-	-
12	0,01398	0,01398	0,01398	0,01398

Tabelele 5.1, 5.2 și 5.3 conduc la următoarele concluzii:

- cu cât p este mai mare, cu atât f_F este mai aproape de valoarea 1 și f_M este mai scăzut; calitatea tensiunii redresate este deci mai bună;

- existența unei armonici de un anumit ordin este impusă de schema de redresare. Valoarea de vârf a armonicii este independentă de schema de redresare și este impusă de ordinul armonicii;

În cazul în care $\alpha \neq 0$, tensiunea redresată în gol este dată în fig. 5.2.

Valoarea sa medie este dată de relația (2.238):

$$\overline{U}_{d\alpha}=\overline{U}_{d0}\cos\alpha \tag{5.4}$$

și valoarea efectivă se obține din:

$$U_{d\alpha}=\hat{U}\sqrt{\frac{1}{2}+\frac{p}{4\pi}\sin\frac{2\pi}{p}\cos 2\alpha} \tag{5.5}$$

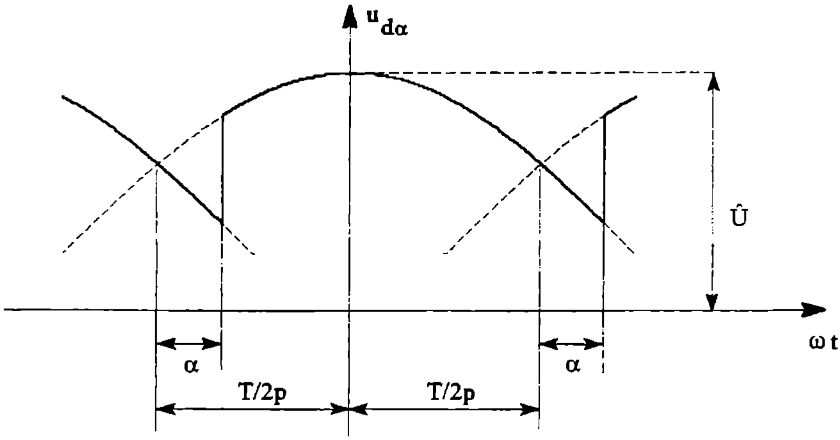


Fig. 5.2 Tensiunea redresată în gol ($\alpha \neq 0$).

Factorul de formă este:

$$f_F = \frac{U_{d\alpha}}{\overline{U}_{d\alpha}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{p}{4\pi}\sin\frac{2\pi}{p}\cos 2\alpha}}{\frac{p}{\pi}\sin\frac{\pi}{p}\cos\alpha} \tag{5.6}$$

Curbele $f_F(\alpha)$, pentru diverse valori ale lui p sunt arătate în fig. 5.3.

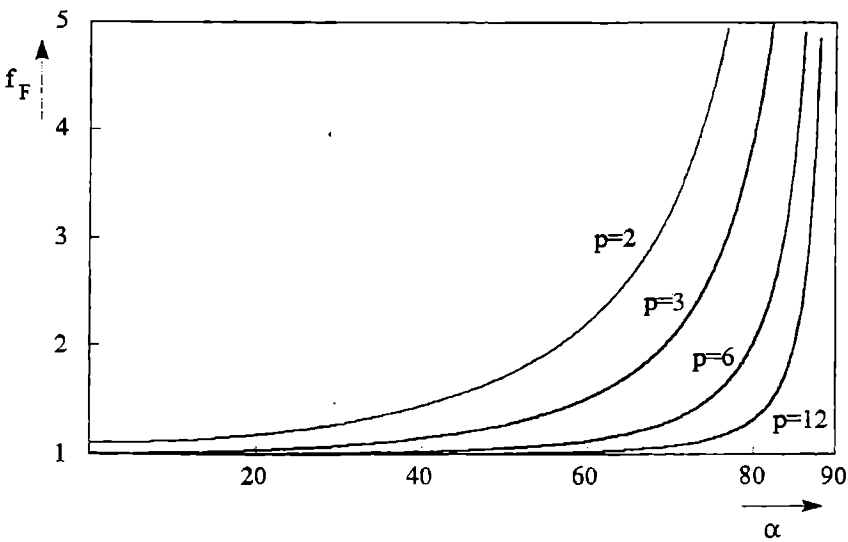


Fig. 5.3 Curbele $f_F(\alpha)$.

Se observă că f_F crește cu α, calitatea tensiunii devenind deci din ce în ce mai slabă. Dacă p crește, factorul de formă f_F, deci și tensiunea redresată se îmbunătățesc. În practică, redresorul nu funcționează în gol, ci cu curenți de sarcină $\bar{I}_d$, unghiul de comutație μ nefiind neglijabil. În acest caz, pentru $\alpha \neq 0$, $\mu \neq 0$, alura tensiunii redresate este prezentată în fig. 5.4.

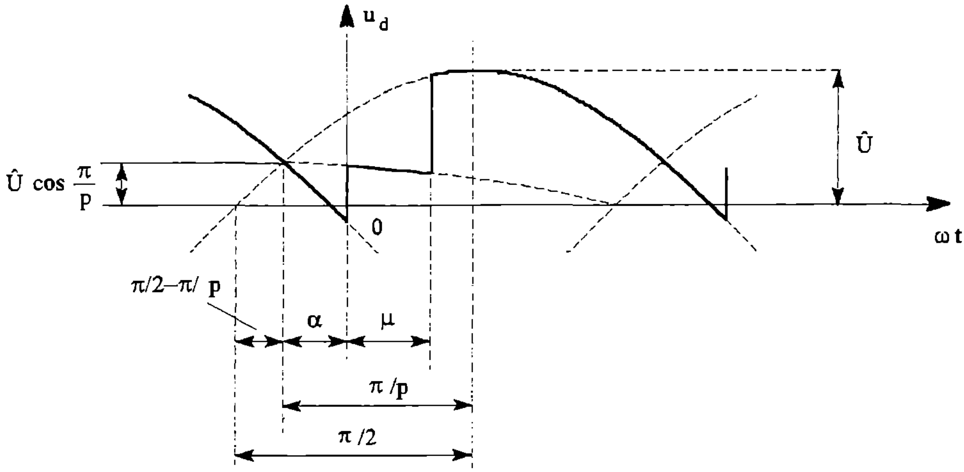


Fig. 5.4 Tensiunea redresată pentru $\alpha \neq 0$, $\mu \neq 0$.

Ecuația tensiunii redresate este:

$$u_d(\omega t) = \begin{cases} \hat{U}\cos\dfrac{\pi}{p}\cos(\omega t + \alpha) & \text{pentru} \quad \omega t \in (0, \mu) \\ \hat{U}\sin\left(\omega t + \dfrac{\pi}{2} - \dfrac{\pi}{p} + \alpha\right) & \text{pentru} \quad \omega t \in \left(\mu, \dfrac{2\pi}{p}\right) \end{cases} \tag{5.7}$$

Calculul general al dezvoltării în serie Fourier pentru $u_d(\omega t)$ este destul de complicat, deoarece trebuie rezolvate integralele (vezi relațiile 1.5 și 1.6):

$$a_k = \frac{2}{T}\int_{\alpha}^{\alpha+T}\left[\hat{U}\cos\frac{\pi}{p}\cos(\omega t + \alpha) + \hat{U}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha\right)\right]\cos kp\,\omega t dt$$

$$b_k = \frac{2}{T}\int_{\alpha}^{\alpha+T}\left[\hat{U}\cos\frac{\pi}{p}\cos(\omega t + \alpha) + \hat{U}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha\right)\right]\sin kp\,\omega t dt$$

Practic, ne interesează valoarea de vârf a primei armonici (k=1), $\hat{U}_1$:

$$\hat{U}_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \tag{5.8}$$

cu:

$$a_1 = \frac{2}{\frac{2\pi}{p}} \left[\int_0^{\mu} \hat{U} \cos\frac{\pi}{p} \cos(\omega t + \alpha) \cos p\omega t \, d(\omega t) + \int_{\mu}^{\frac{2\pi}{p}} \hat{U} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) \cos p\omega t \, d(\omega t) \right] =$$
$$= \frac{\overline{U}_{d0}}{2(p^2-1)} \left\{ (p-1)\cos[\alpha + (p+1)\mu] - (p+1)\cos[\alpha - (p-1)\mu] - 2\cos\alpha \right\} \tag{5.9}$$

$$b_1 = \frac{2}{\frac{2\pi}{p}} \left[\int_0^{\mu} \hat{U} \cos\frac{\pi}{p} \cos(\omega t + \alpha) \sin p\omega t \, d(\omega t) + \int_{\mu}^{\frac{2\pi}{p}} \hat{U} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) \sin p\omega t \, d(\omega t) \right] =$$
$$= \frac{\overline{U}_{d0}}{2(p^2-1)} \left\{ (p-1)\sin[\alpha + (p+1)\mu] + (p+1)\sin[\alpha - (p-1)\mu] + 2p\sin\alpha \right\} \tag{5.10}$$

Pentru redresoarele cu diode de regim liber (DRL) legate la ieșire, forma de undă a tensiunii redresate este dată în fig. 5.5 și ecuația sa este:

$$u_d = \hat{U} \sin\left(\omega t + \alpha + \mu + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \right) \text{ pentru } \omega t \in (0, \theta) \tag{5.11}$$

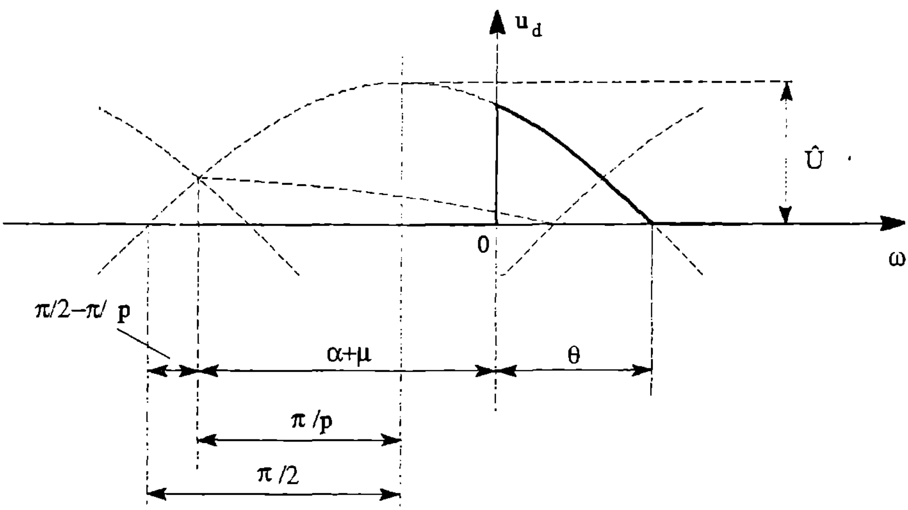


Fig. 5.5 Alura tensiunii redresate pentru redresoarele cu DRL.

Amplitudinea primei armonici se calculează cu relația (5.8) în care:

$$a_1 = \frac{2}{\frac{2\pi}{p}} \int_0^\theta \hat{U} \sin\left(\omega t + \alpha + \mu + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \cos p\omega t \, d(\omega t) = \\ = \frac{p}{2\pi} \frac{\overline{U}_{d0}}{p^2 - 1} \left[-(p-1)\cos(p+1)\theta + (p+1)\cos(p-1)\theta - 2\right] \tag{5.12}$$

$$b_1 = \frac{2}{\frac{2\pi}{p}} \int_0^\theta \hat{U} \sin\left(\omega t + \alpha + \mu + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \sin p\omega t \, d(\omega t) = \\ = \frac{p}{2\pi} \frac{\overline{U}_{d0}}{p^2 - 1} [(p-1)\sin(p+1)\theta - (p+1)\sin(p-1)\theta] \tag{5.13}$$

Relațiile (5.9), (5.10) și (5.12), (5.13) arată că, pentru o schemă de redresare, amplitudinea primei armonici a lui u_d depinde de α și μ, iar pentru funcționarea cu DRL, de θ.

Se pot trasa curbele $\overline{U}_d / \overline{U}_{d0}$ $(\hat{U}_1 / \overline{U}_{d0})$, luând ca parametru $\overline{u}_\mu$ (fig. 5.6, 5.7, 5.8). Din aceste curbe putem găsi amplitudinea primei armonici.

În concluzie, creșterea lui p îmbunătățește calitatea tensiunii redresate furnizate.

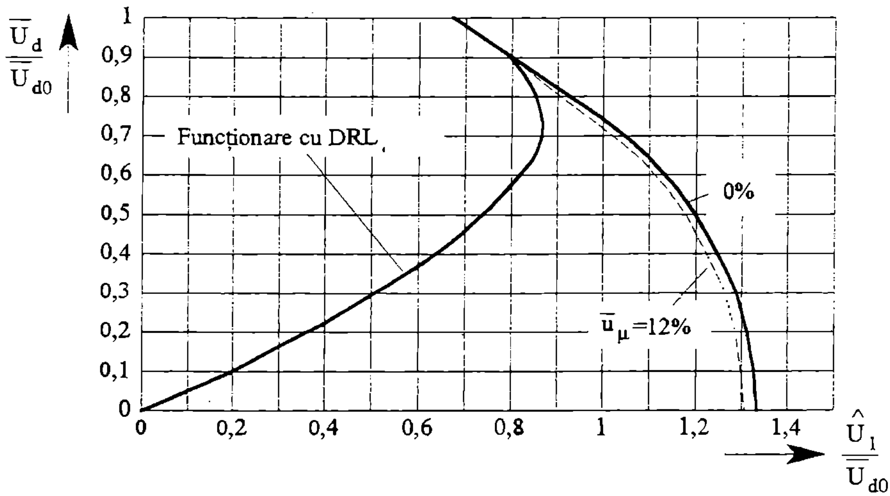


Fig. 5.6 $\overline{U}_d / \overline{U}_{d0}$ $(\hat{U}_1 / \overline{U}_{d0})$ pentru p=2.

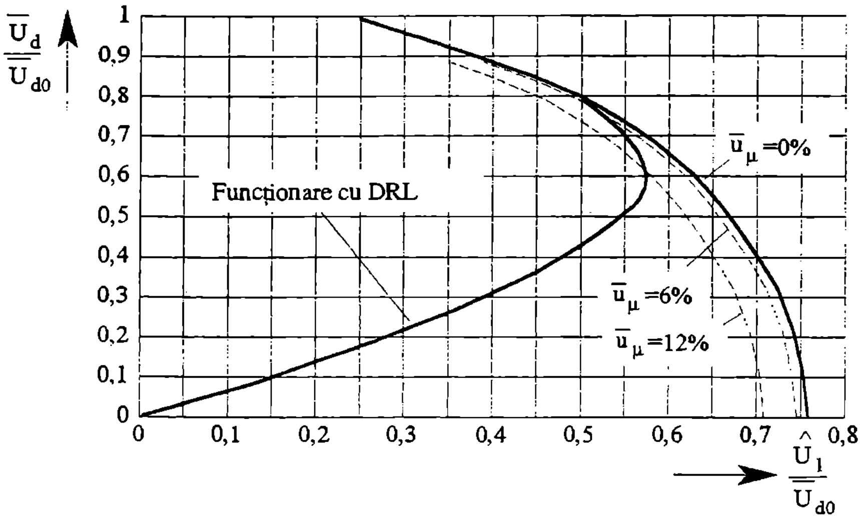


Fig. 5.7 $\overline{U}_d / \overline{U}_{d0}$ $(\hat{U}_1 / \overline{U}_{d0})$ pentru p=3.

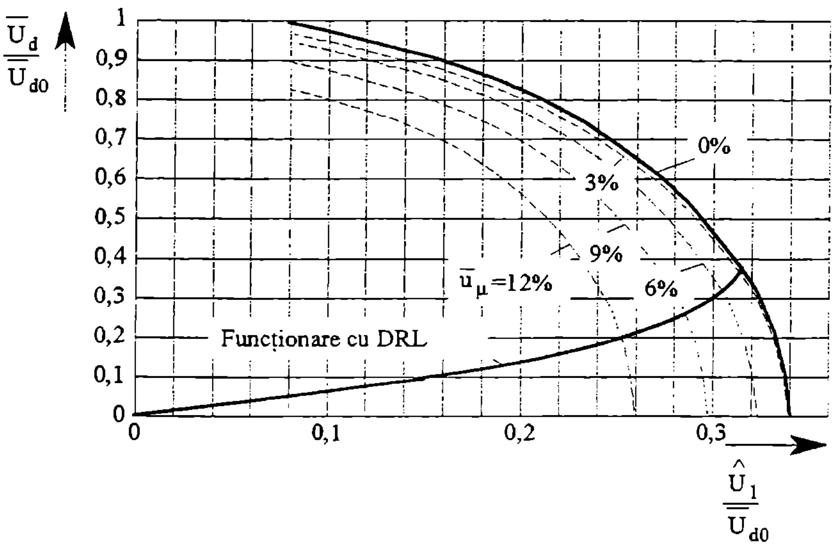


Fig. 5.8 $\overline{U}_d / \overline{U}_{d0}$ $(\hat{U}_1 / \overline{U}_{d0})$ pentru p=6.

5.3 Comportarea în scurtcircuit

Comportarea în scurtcircuit a fost studiată în subcapitolul 2.12. Tabelul 5.4 prezintă rezultatele pentru schemele uzuale de redresare.

Tabelul 5.4 **Valorile factorului de scurtcircuit**

Tipul de redresor	P2 (M2)	PD2 (B2)	P3 (M3)	P6 (M6)	PD3 (B6)	S3	Stea dublă cu BIF
p	2	2	3	6	6	6	6
k_{sc}	1	0,636	$\sqrt{3}$	6	0,555	0,555	$\sqrt{3}$
relația	(2.327)	(2.338)	(2.328)	(2.329)	(2.339)	(2.352)	-

Cu cât k_{sc} este mai slab, cu atât mai bună este comportarea redresorului în scurtcircuit, căci amplitudinea curentului care poate apărea este mai mică.

Se observă că cele mai bune montaje sunt în monofazat redresorul în punte PD2 (B2) și în trifazat redresorul în punte de tip paralel-dublu (PD3) sau serie (S3).

5.4 Puterile aparente de calcul ale transformatorului. Factorii de putere

Puterile aparente de calcul ale transformatorului și factorii de putere au fost deduse în cadrul capitolului 2.

Rezultatele sunt reunite în tabelul 5.5.

Tabelul 5.5 **Puterile aparente de calcul și factorii de putere**

Redresor		P2 (M2)	PD2 (B2)	P3 (M3)	P6 (M6)	PD3 (B6)
p	1	2	2	3	6	6
Sarcina	R	normală	normală	normală	normală	normală
S_S	$3{,}49P_{d0}$	$1{,}57P_{d0}$	$1{,}11P_{d0}$	$1{,}48P_{d0}$	$1{,}81P_{d0}$	$1{,}05P_{d0}$
S_P	$2{,}69P_{d0}$	$1{,}11P_{d0}$	$1{,}11P_{d0}$	$1{,}21P_{d0}$	$1{,}28P_{d0}$	$1{,}05P_{d0}$
S_t	$3{,}09P_{d0}$	$1{,}34P_{d0}$	$1{,}11P_{d0}$	$1{,}35P_{d0}$	$1{,}55P_{d0}$	$1{,}05P_{d0}$
f_{PP}	0,371	0,9009	0,9009	0,826	0,78	0,952
f_{PS}	0,286	0,637	0,9009	0,675	0,55	0,952
Relațiile	(2.24÷2.28)	(2.80÷2.83)	(2.86÷2.90)	(2.112÷2.115)	(2.125÷2.129)	(2.165÷2.169)

Redresor	PD3//S3	Două redresoare stea-dublă BIF legate în paralel	S3 (B6)	Stea dublă și BIF
p	12	12	6	6
Sarcina	normală	normală	normală	normală
S_S	$1{,}05P_{d0}$	$1{,}48P_{d0}$	$1{,}05P_{d0}$	$1{,}48P_{d0}$
S_P	$1{,}01P_{d0}$	$1{,}05P_{d0}$	$1{,}05P_{d0}$	$1{,}05P_{d0}$
S_t	$1{,}03P_{d0}$	$1{,}265P_{d0}$	$1{,}05P_{d0}$	$1{,}265P_{d0}$
f_{PP}	0,99	0,952	0,952	0,952
f_{PS}	0,952	0,675	0,952	0,675
Relațiile	(2.215÷.220)	(2.224÷2.231)	(2.165 2.169)	(2.196 2.200)

Din punct de vedere al puterilor aparente și factorilor de putere, cele mai bune scheme de redresare sunt: PD2 (B2) în monofazat și PD3 și S3 în trifazat pentru p=6 și PD3//S3 pentru p=12.

5.5 Curenții absorbiți de la rețea

Redresorul este alimentat cu tensiuni sinusoidale, dar curenții absorbiți sunt nesinusoidali. Armonicile de curent injectate în rețea provoacă perturbații ca:

- interferențe cu rețelele de telefonie și televiziune;
- efecte negative asupra funcționării altor sarcini: mașini electrice (apariția unor cupluri parazite, a pierderilor suplimentare), echipamente de iluminat (îmbătrânire prematură), echipamente de comandă (erori de comandă), echipamente de măsurare (erori de măsurare);
- posibilitatea apariției de rezonanțe paralel în rețea.

În cadrul capitolului 2, s-au studiat formele curenților secundari și primari pentru fiecare schemă de redresare funcționând cu sarcină normală. Pentru aceste unde s-au calculat valorile medii, efective și dezvoltările în serie Fourier.

Pentru redresoarele trifazate metoda energetică este o metodă generală simplă, care permite trasarea formei curenților primari în următoarele ipoteze:

- curentul primar nu are componentă de curent continuu:

$$\int_0^{2\pi} i_P \mathrm{d}t = 0 \tag{5.14}$$

- dacă primarul este în stea, suma curenților primari este nulă:

$$i_{P1} + i_{P2} + i_{P3} = 0 \tag{5.15}$$

- dacă este în triunghi, suma tensiunilor de linie este nulă:

$$u_{P1} + u_{P2} + u_{P3} = 0 \tag{5.16}$$

- se neglijează curentul de magnetizare al transformatorului;
- sarcina redresorului este o sarcină normală ($\omega L >> R$);
- comutația este instantanee (ideală, $L_k = 0$).

Metoda energetică este bazată pe ipoteza egalității între puterea instantanee luată de la rețea și puterea instantanee furnizată pe partea de curent continuu.

Redresorul prezentat în fig. 5.9,a este caracterizat prin indicele de pulsație p și unghiul intern δ, care reprezintă unghiul minim între tensiunea de fază și tensiunea redresată (fig. 5.9.b, c).

Tensiunile de alimentare sunt:

$$u_{P10} = \hat{U}_P \sin \omega t\,;\; u_{P20} = \hat{U}_P \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);\; u_{P30} = \hat{U}_P \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \tag{5.17}$$

Tensiunea redresată pentru intervalul $(\omega t_1, \omega t_2) = \Delta\omega t = \dfrac{2\pi}{p}$ este:

$$u_d = \hat{U}\sin(\omega t - \delta) \tag{5.18}$$

Bilanțul puterilor pentru redresor dă:

$$u_{P10}i_{p1} + u_{P20}i_{p2} + u_{P30}i_{p3} = u_d i_d = u_d \bar{I}_d \tag{5.19}$$

şi în plus:

$$i_{P1} + i_{P2} + i_{P3} = 0 \text{ (stea)} \tag{5.20}$$

Cu valorile (5.17) şi (5.18), relația (5.19) devine, după separarea termenilor în sinus şi cosinus:

$$i_{P1} + i_{P2}\cos\frac{2\pi}{3} + i_{P3}\cos\frac{4\pi}{3} = \frac{\hat{U}}{\hat{U}_P}\bar{I}_d\cos\delta$$

$$i_{P2}\sin\frac{2\pi}{3} + i_{P3}\sin\frac{4\pi}{3} = \frac{\hat{U}}{\hat{U}_P}\bar{I}_d\sin\delta \tag{5.21}$$

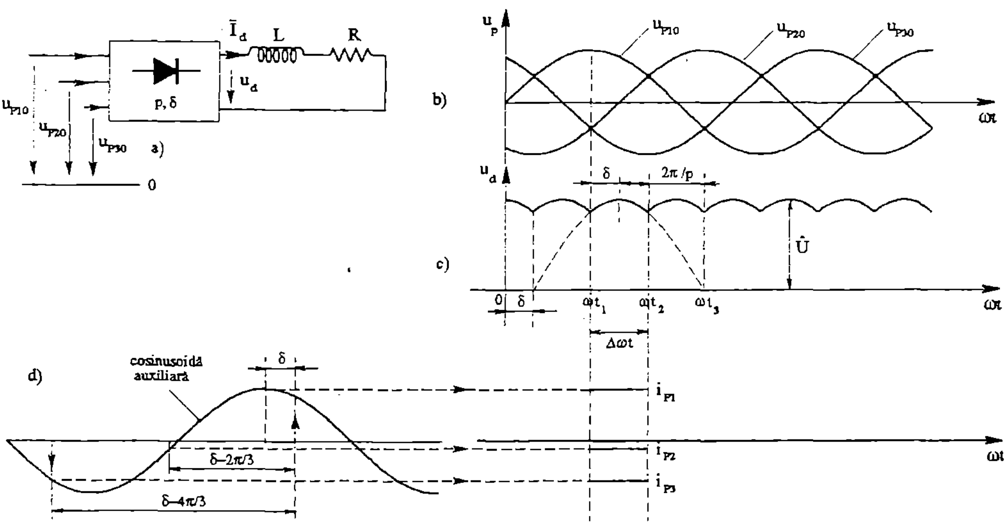


Fig. 5.9 Determinarea curentului absorbit: metoda energetică.

şi în plus:

$$i_{P1} + i_{P2} + i_{P3} = 0$$

S-a obținut un sistem de ecuații cu soluțiile date de relațiile (5.22).

$$
\begin{aligned}
i_{P1} &= \frac{2}{3}\frac{\hat{U}}{\hat{U}_P}\bar{I}_d \cos\delta = k\cos\delta \\
i_{P2} &= \frac{2}{3}\frac{\hat{U}}{\hat{U}_P}\bar{I}_d \cos\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) = k\cos\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
i_{P3} &= \frac{2}{3}\frac{\hat{U}}{\hat{U}_P}\bar{I}_d \cos\left(\delta - \frac{4\pi}{3}\right) = k\cos\left(\delta - \frac{4\pi}{3}\right)
\end{aligned}
\tag{5.22}
$$

cu:

$$k = \frac{2}{3}\frac{\hat{U}}{\hat{U}_P}\bar{I}_d \tag{5.23}$$

Astfel, pentru intervalul $(\omega t_1, \omega t_2)$, formele curenților i_{p1}, i_{p2}, i_{p3} se obțin prin procedeul următor: se trasează o sinusoidă de valoare de vârf k (fig. 5.9,d). În raport cu momentul valorii sale maxime se măsoară defazajul δ. Intersecția sinusoidei cu verticala ce trece prin δ dă valoarea i_{p1}. Prin intersecțiile verticalelor corespunzătoare defazajelor $\delta - \frac{2\pi}{3}$ și $\delta - \frac{4\pi}{3}$ cu sinusoida se obțin i_{p2} și i_{p3}. Pentru intervalul de timp $(\omega t_2, \omega t_3)$ următor, tensiunea redresată este:

$$u_d = \hat{U}\sin\left[\omega t - \left(\delta + \frac{2\pi}{p}\right)\right] \tag{5.24}$$

Metoda identică, utilizată pentru intervalul $(\omega t_1, \omega t_2)$ dă:

$$i_{P1} = k\cos\left(\delta + \frac{2\pi}{p}\right);\ i_{P2} = k\cos\left(\delta + \frac{2\pi}{p} - \frac{2\pi}{3}\right);\ i_{P3} = k\cos\left(\delta + \frac{2\pi}{p} - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Valorile curenților pentru acest interval rezultă utilizând aceeași sinusoidă din fig. 5.9,d: se trasează în raport cu maximul său vericale defazate cu $\left(\delta + \frac{2\pi}{p}\right)$, $\left(\delta + \frac{2\pi}{p} - \frac{2\pi}{3}\right)$ și $\left(\delta + \frac{2\pi}{p} - \frac{4\pi}{3}\right)$ și se iau valorile corespunzătoare punctelor de intersecție ale acestor verticale cu sinusoida.

Prin această metodă se reprezintă curenții i_{p1}, i_{p2}, i_{p3} pentru fiecare interval de timp, până la o semiperioadă.

Se completează forma de undă pentru o perioadă T a rețelei știind că, în circuit, curentul este alternativ.

Pentru a obține curenții din primar, nu este necesar să se determine intervalele $\Delta\omega t$ prin reprezentarea tensiunilor redresate (fig. 5.9,c), ci se poate aplica procedeul următor:

- se trasează sinusoida auxiliară de amplitudine k. Ea va fi în fază cu tensiunea fazei;
- se ia ca referință punctul de intersecție al verticalei desenate la δ, în raport cu valoarea maximă a sinusoidei, cu sinusoida (fig. 5.10);

- plecând din punctul de referință se trasează verticale la distanțele $2\pi / p$ (fig. 5.10) care, tăind sinusoida, definesc durata treptelor de curent, care se reprezintă prin simetrie, după cum arată fig. 5.10.

Dacă $\alpha \neq 0$, $\mu = 0$, forma curentului de fază primar nu se modifică, dar unda sa este defazată cu α în raport cu tensiunea de fază, sinusoida auxiliară trebuie deci să fie construită defazată cu α în raport cu tensiunea de fază.

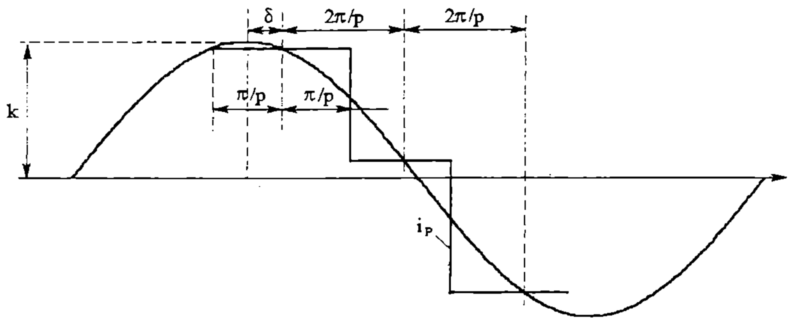


Fig. 5.10 Reprezentarea curbei curentului primar de fază.

Dacă $\mu \neq 0$, sau $\bar{I}_d$ nu este constant, se procedează în modul următor:

- se trasează curba idealizată a curentului primar considerând $\mu = 0$ și $\bar{I}_d$=const.
- se face corecția curbei idealizate obținute, pentru ca această curbă a curentului alternativ să aibă aceeași formă cu cea a curentului redresat, dar o valoare proporțională cu raportul între curentul idealizat și valoarea medie $\bar{I}_d$ a curentului redresat pe intervalul de timp examinat.

Metoda se aplică, de asemenea, pentru grupările în paralel ale redresoarelor prin BIF dacă:

- curentul continuu se împarte în mod egal între redresoarele puse în paralel;
- redresoarele sunt identice și functionează cu aceleași α și μ;
- unghiul intern δ al ansamblului este media aritmetică a unghiurilor interne ale celor două redresoare;

Curenții absorbiți de redresoare sunt deci ne-sinusoidali. Pentru curentul de fază, este interesant să se cunoască: valorile efective ale fundamentalei și armonicilor, deoarece ele determină puterea aparentă (relațiile 1.48; 1.55) și defazajul φ_1 care intervine în calculul puterilor activă și reactivă (relațiile 1.45; 1.53). Cu ipotezele comutației ideale și ale funcționării cu sarcină normală, ținând cont de formele de undă găsite pentru curenții primari și de relațiile corespunzătoare date din tabelul 1.1, rezultă pentru diversele tipuri de redresoare necomandate:

- pentru P2 (M2) și PD2 (B2) (vezi fig. 2.28 și 2.30):

$$i_P(\omega t) = \frac{4\bar{I}_d}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin(2k-1)\omega t}{2k-1} = \frac{4\bar{I}_d}{\pi}\left(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \ldots\right) \qquad (5.25)$$

– pentru P3 (M3) (vezi relația 2.110):

$$i_{Pk}(\omega t)=\frac{\sqrt{3}\bar{I}_d}{\pi}\left(\cos\omega t+\frac{1}{2}\cos 2\omega t-\frac{1}{4}\cos 4\omega t+\ldots\right) \tag{5.26}$$

cu k=1,2,3.

– pentru P6 (M6) (vezi fig. 2.35):

$$\begin{aligned} i_k(\omega t) &= \frac{4\bar{I}_d}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{(2k-1)\pi}{3}}{2k-1}\cos(2k-1)\omega t = \\ &= \frac{2\sqrt{3}\bar{I}_d}{\pi}\left(\cos\omega t-\frac{1}{5}\cos 5\omega t+\frac{1}{7}\cos 7\omega t+\ldots\right) \end{aligned} \tag{5.27}$$

cu k=1,2,3.

– pentru PD3 (vezi fig. 2.38 și relația 2.162):

$$i_{Pj}(\omega t)=\frac{2\sqrt{3}\bar{I}_d}{\pi}\left(\cos\omega t-\frac{1}{5}\cos 5\omega t+\frac{1}{7}\cos 7\omega t+\ldots\right) \tag{5.28}$$

cu j=1,2,3.

– pentru S3 (vezi fig. 2.40):

$$i_{Pj}(\omega t)=\frac{2\bar{I}_d}{\pi}\left(\sin\omega t+\frac{1}{5}\sin 5\omega t+\frac{1}{7}\sin 7\omega t+\frac{1}{11}\sin 11\omega t\ldots\right) \tag{5.29}$$

cu j=1,2,3.

– pentru redresorul cu stea dublă și BIF (vezi fig. 2.44):

$$i_{Pj}(\omega t)=\frac{3\bar{I}_d}{\pi}\left(\sin\omega t+\frac{1}{5}\sin 5\omega t+\frac{1}{7}\sin 7\omega t+\frac{1}{11}\sin 11\omega t\ldots\right) \tag{5.30}$$

Rezultatele de mai sus ne permit să concluzionăm următoarele:

– pentru redresoarele monofazate: curentul i_p nu conține, în afară de fundamentala de valoare efectivă I_1 în fază cu tensiunea sinusoidală de alimentare, decât armonici impare care au ca valoare efectivă:

$$I_n=\frac{I_1}{n} \tag{5.31}$$

cu : n - rangul armonicii.

– pentru redresoarele trifazate: curentul i_p conține în afară de fundamentala de valoare efectivă I_1 în fază cu tensiunea simplă corespunzătoare, armonicile de rang n:

$$n=kp\pm 1 \tag{5.32}$$

În relația de mai sus:

k-număr întreg, pozitiv;

p-numărul de segmente de sinusoidă ale tensiunii redresate pe o perioadă *T* a tensiunii rețelei.

Valoarea efectivă a armonicii *n* este:

$$I_n = \frac{I_1}{n} = \frac{I_1}{kp \pm 1} \tag{5.33}$$

Deci, este suficient să se cunoască valoarea efectivă a fundamentalei pentru a cunoaște valorile efective ale armonicilor.

Dacă se neglijează curentul de magnetizare și pierderile în redresor pentru $\mu = 0\left(\overline{U}_d = \overline{U}_{d0}\right)$,

I_1 se determină din egalitatea între puterea aparentă a fundamentalei S_1 și puterea $P_{d0} = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d$ furnizată de redresor.

– pentru redresoarele monofazate, cu S_1 dată de relația (1.46):

$$S_1 = U_P I_1 = P_{d0} = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d \Rightarrow I_1 = \frac{\overline{U}_{d0}\overline{I}_d}{U_P} = \frac{P_{d0}}{U_P} \tag{5.34}$$

unde:

U_p : valoarea efectivă a tensiunii de alimentare $u = \hat{U}_P \sin \omega t$

– pentru redresoarele trifazate, cu S_1 dat de relația (1.53):

$$S_1 = 3U_P I_1 = P_{d0} = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d \Rightarrow I_1 = \frac{\overline{U}_{d0}\overline{I}_d}{3U_P} = \frac{P_{d0}}{3U_P} \tag{5.35}$$

Dacă se consideră comutația ideală $(\mu = 0)$ pentru redresoarele comandate, comanda prin reglaj de fază nu modifică forma de undă a curenților: curenții nu vor fi decalați decât cu unghiul de comandă α în raport cu redresoarele necomandate (vezi fig. 2.51).

Relațiile (5.34), (5.31), (5.35) și (5.33) rămân valabile, dar defazajul fundamentalei φ_1 este egal cu α:

$$\varphi_1 = \alpha \tag{5.36}$$

Fenomenul de comutație $(\mu \neq 0)$ deformează curenții absorbiți care nu mai sunt rectangulari, ci aproximativ trapezoidali (vezi, de exemplu, fig. 2.58,b → B).

Valoarea efectivă a fundamentalei se calculează în acest caz cu o relație corectată:

$$I_1 = \frac{P_{d0}}{3U_P}\left(\frac{S_1}{P_{d0}}\right)_{\mu \neq 0} \tag{5.37}$$

Factorul de corecţie $\left(\frac{S_1}{P_{d0}}\right)_{\mu\neq0}$ se obţine din diagrame cum sunt cele din fig. 5.11, sau se calculează cu relaţia:

$$\left(\frac{S_1}{P_{d0}}\right)_{\mu\neq0}=\sqrt{\left(\frac{P_1}{P_{d0}}\right)^2+\left(\frac{Q_1}{P_{d0}}\right)^2} \tag{5.38}$$

cu:

$$\frac{P_1}{P_{d0}}=\frac{\cos\alpha+\cos(\alpha+\mu)}{2}$$

$$\frac{Q_1}{P_{d0}}=\frac{2\mu+\sin2\alpha-\sin2(\alpha+\mu)}{4[\cos\alpha-\cos(\alpha+\mu)]}$$

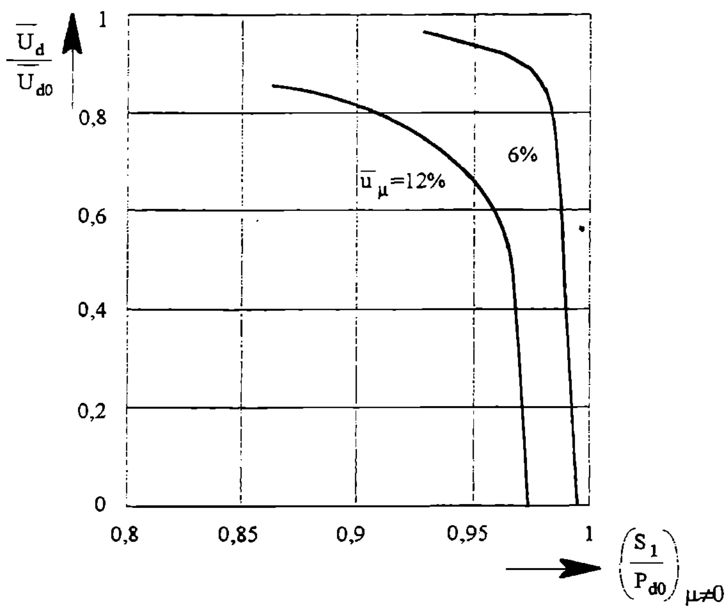


Fig. 5.11 Factorul de corecţie $\left(\frac{S_1}{P_{d0}}\right)_{\mu\neq0}$.

În mod obişnuit, această influenţă a comutaţiei este mică asupra amplitudinii undei fundamentale şi a armonicilor de joasă frecvenţă şi se poate neglija, utilizând relaţiile (5.34) şi (5.35) pentru $\mu=0$. Dar influenţa asupra defazajului φ_1 al fundamentalei este importantă.

Ea va fi studiată în cele ce urmează.

Dacă se neglijează pierderile în redresor ($\overline{U}_r = 0$) relația (2.315) se scrie:

$$\overline{U}_d = \overline{U}_{d\alpha} - \overline{U}_\mu = \overline{U}_{d0}\cos\alpha - \overline{U}_\mu = \overline{U}_{d0}\left(\cos\alpha - \frac{\overline{U}_\mu}{\overline{U}_{d0}}\right) = \overline{U}_{d0}\left(\cos\alpha - \overline{u}_\mu\right) \tag{5.39}$$

cu:

$$\overline{u}_\mu = \frac{\overline{U}_\mu}{\overline{U}_{d0}}$$

Puterea pe partea de curent continuu este:

$$P_d = \overline{U}_d \overline{I}_d = \overline{U}_{d0}\left(\cos\alpha - \overline{u}_\mu\right)\overline{I}_d \tag{5.40}$$

Puterea activă absorbită este dată de relațiile (1.45) pentru redresoarele monofazate și (1.53) pentru redresoarele trifazate:

$$P = U_P I_1 \cos\varphi_1 \tag{5.41}$$

și

$$P = 3U_P I_1 \cos\varphi_1 \tag{5.42}$$

Relațiile de mai sus devin, cu valorile (5.34) sau (5.35) pentru I_1:

$$P = U_P \frac{P_{d0}}{U_P}\cos\varphi_1 = P_{d0}\cos\varphi_1 = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d\cos\varphi_1 \tag{5.43.a}$$

sau:

$$P = 3U_P \frac{P_{d0}}{3U_P}\cos\varphi_1 = P_{d0}\cos\varphi_1 = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d\cos\varphi_1 \tag{5.43.b}$$

Prin urmare relațiile obținute pehtru redresoarele monofazate și trifazate sunt formal identice (5.43,a și 5.43,b).

Dacă se scrie egalitatea puterilor, cu (5.40) și (5.43) rezultă:

$$\overline{U}_{d0}\left(\cos\alpha - \overline{u}_\mu\right)\overline{I}_d = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d\cos\varphi_1$$

de unde:

$$\cos\varphi_1 = \cos\alpha - \overline{u}_\mu \tag{5.44}$$

Se înlocuiește valoarea lui $\overline{u}_\mu$ cu cea din relatia (2.277):

$$\cos\varphi_1 = \cos\alpha - \frac{\cos\alpha - \cos(\alpha+\mu)}{2} = \frac{\cos\alpha + \cos(\alpha+\mu)}{2} \tag{5.45}$$

sau:

$$\cos\varphi_1 = \cos\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right)\cos\frac{\mu}{2} \tag{5.46}$$

Pentru valori scăzute ale lui μ, $\cos\mu/2 \cong 1$ și relația (5.46) dă:

$$\varphi_1 \cong \alpha + \frac{\mu}{2} \tag{5.47}$$

Efectul comutației este, deci, defazajul suplimentar $\frac{\mu}{2}$ al undei fundamentale în raport cu unghiul de comandă α. Efectul este important deoarece puterea reactivă consumată de redresor crește.

5.6 Perturbațiile tensiunii de alimentare

Datorită comutațiilor care au loc în redresor rețeaua este perturbată, forma tensiunilor la intrarea redresorului încetează de a mai fi sinusoidală. Perturbația este cu atât mai importantă cu cât puterea redresorului este mai mare, deci nu poate fi neglijată în raport cu puterea de scurtcircuit a rețelei. Tensiunile de alimentare (la barele A-fig. 2.54) sunt modificate. Ceilalți consumatori (motoare, instalații de iluminat) sunt astfel perturbați.

Perturbația se propagă în rețea atenuându-se cu distanța. Pentru barele B (fig. 2.54) unde puterea de scurtcircuit este mult mai importantă, efectul perturbației este neglijabil.

Tensiunile între faze suferă modificări (rupturi) de o durată egală cu μ, durata de comutație a componentelor semiconductoare, așa cum se vede, spre exemplu, la tensiunea u_{ab} (fig. 2.58,b→ D) în secundarul unui redresor PD3(B6).

Perturbațiile sunt transmise în primar, atenuate cu raportul $\frac{L_e}{L_e + L_k}$, unde L_e este inductanța pe fază a rețelei și L_k - inductanța de scăpări a transformatorului. Deci situația este mai puțin gravă dacă redresorul este alimentat prin intermediul unui transformator. Dacă legarea se face direct, tensiunile între barele A (fig. 2.54) vor avea o alură asemanătoare cu a celor din fig. 2.58,b→ D. Armonicilor de tensiune le corespund armonici de curent care se propagă în rețea. Receptoarele plasate în vecinătatea redresorului și chiar redresorul însuși sunt cele mai perturbate.

În practică, se evită cuplarea directă a redresorului la rețea. Dacă nu este necesar un transformator pentru adaptarea tensiunilor, atunci se leagă între rețea și redresor inductanțe de limitare, care, în propagarea perturbațiilor spre rețea, joacă rolul de inductanță de scăpări a transformatorului. De obicei, între rețea și redresor se intercalează filtre.

5.7 Considerații asupra puterilor absorbite

Teoretic, se consideră că redresoarele sunt alimentate cu tensiuni alternative sinusoidale, deoarece puterea de scurtcircuit a rețelei este mult mai importantă decât cea a convertorului. Curenții absorbiți sunt nesinusoidali. Relațiile între puteri: activă- P, reactivă - Q, aparentă - S și deformantă - D, pentru convertoarele monofazate și trifazate sunt date în subcapitolul 1.4.

Dacă se consideră comutația instantanee $(\mu = 0)$, atunci:

- pentru redresoarele monofazate, relațiile (1.45) și (1.47) se pot scrie, ținând cont de (5.34) și de faptul că $\varphi_1 = \alpha$, se obține:

$$P = U_P I_1 \cos\varphi_1 = U_P \frac{\overline{U}_{d0}\overline{I}_d}{U_P}\cos\alpha = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d \cos\alpha = \overline{U}_{d\alpha}\overline{I}_d \tag{5.48}$$

$$Q_1 = U_P I_1 \sin\varphi_1 = U_P \frac{\overline{U}_{d0}\overline{I}_d}{U_P}\sin\alpha = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d \sin\alpha \tag{5.49}$$

- pentru redresoarele trifazate, relațiile (1.53), ținând cont de (5.35) și de faptul că $\varphi_1 = \alpha$, devin:

$$P = 3U_P I_1 \cos\varphi_1 = 3U_P \frac{\overline{U}_{d0}\overline{I}_d}{3U_P}\cos\alpha = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d \cos\alpha = \overline{U}_{d\alpha}\overline{I}_d \tag{5.50}$$

$$Q_1 = 3U_P I_1 \sin\varphi_1 = 3U_P \frac{\overline{U}_{d0}\overline{I}_d}{3U_P}\sin\alpha = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d \sin\alpha \tag{5.51}$$

Relațiile (5.48), (5.49), (5.50) și (5.51) arată că, pentru redresoarele monofazate și trifazate, puterile activă și reactivă se pot exprima prin relații identice dacă se iau în considerație mărimile de pe partea de curent continuu. Forma relațiilor pentru P și Q indică faptul că legea $\frac{P}{\overline{U}_{d0}\overline{I}_d}\left(\frac{Q_1}{\overline{U}_{d0}\overline{I}_d}\right)$ poate fi reprezentată de o diagramă circulară (fig. 5.12)

Se observă că puterea activă P este proporțională cu tensiunea în gol $\overline{U}_{d\alpha}$ la bornele redresorului comandat.

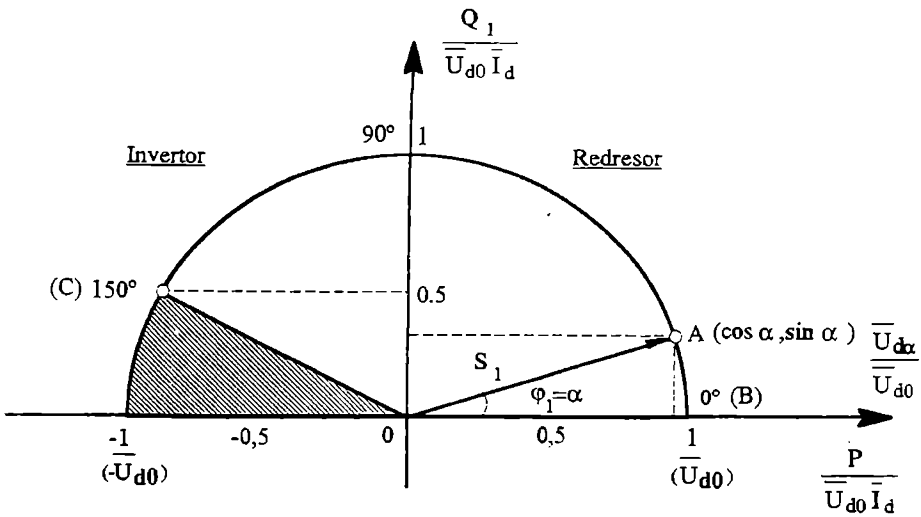


Fig. 5.12 Diagrama circulară a unui redresor comandat $(\mu = 0)$.

Diagrama circulară arată modul cum variază P și Q la curent de sarcină $\overline{I}_d$=constant. Se observă că, în acest caz $S_1 = \sqrt{P^2 + Q_1^2}$ este constant. Când α variază de la 0° la 150°, punctul A se deplasează pe cerc între punctele B și C. Punctul B $(\alpha = 0)$ corespunde redresoarelor necomandate.

Factorul de putere este definit de relația (1.43) și va fi:

- pentru redresoarele monofazate:

$$f_P = \frac{P}{S} = \frac{U_P I_1 \cos\varphi_1}{U_P I} = \frac{I_1}{I}\cos\varphi_1 \tag{5.52}$$

- pentru redresoarele trifazate:

$$f_P = \frac{P}{S} = \frac{3U_P I_1 \cos\varphi_1}{3U_P I} = \frac{I_1}{I}\cos\varphi_1 \tag{5.53}$$

$\frac{I_1}{I} = f_f$ (vezi relația 1.9) reprezintă conținutul în fundamentală al curentului primar, de unde rezultă relația generală:

$$f_P = f_f \cos\varphi_1 = f_f\left|\cos\alpha\right| \tag{5.54}$$

De exemplu, se obțin pentru f_f următoarele expresii:

- pentru redresorul P3 (M3):

$$I_1 = \frac{\sqrt{3}\bar{I}_d}{\sqrt{2}\pi} \quad \text{(după 5.26)} \tag{5.55}$$

$$I = I_p = \frac{\sqrt{2}}{3}\bar{I}_d \quad \text{(după 2.109)} \tag{5.56}$$

și:

$$f_f = \frac{I_1}{I} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,8274 \tag{5.57}$$

- pentru redresorul P6 (M6):

$$I_1 = \frac{2\sqrt{3}\bar{I}_d}{\sqrt{2}\pi} \quad \text{(după 5.27)} \tag{5.58}$$

$$I = I_l = \bar{I}_d\sqrt{\frac{2}{3}} \quad \text{(după 2.124)} \tag{5.59}$$

și:

$$f_f = \frac{I_1}{I} = \frac{3}{\pi} = 0,9554 \tag{5.60}$$

- pentru redresorul PD3 (B6):

$$I_1 = \frac{2\sqrt{3}\bar{I}_d}{\sqrt{2}\pi} \quad \text{(după 5.28)} \tag{5.61}$$

$$I = I_p = \bar{I}_d\sqrt{\frac{2}{3}} \quad \text{(după 2.163)} \tag{5.62}$$

şi:

$$f_f = \frac{I_1}{I} = \frac{3}{\pi} = 0{,}9554 \tag{5.63}$$

Factorul de putere poate fi exprimat şi în funcție de factorul de distorsiune f_D (vezi relația 1.11.a).

$$f_f = \sqrt{1-f_D^2} \Rightarrow f_P = \sqrt{1-f_D^2}\cos\varphi_1 = \sqrt{1-f_D^2}\left|\cos\alpha\right| \tag{5.64}$$

Relațiile (5.54) şi (5.64) pun în evidență faptul că factorul de putere f_p al unui redresor nu corespunde lui $\cos\varphi_1$, fiind mai scăzut. Cum φ_1 este proporțional cu α (relația 5.47) , rezultă că factorul de putere este cu atât mai scăzut cu cât α tinde catre valoarea de 90°. Puterea activă scade şi puterea reactivă creşte.

În relațiile (5.54) şi (5.64) $\cos\alpha$ a fost luat în valoare absolută, deoarece factorul de putere este o mărime pozitivă, iar la funcționarea ca invertor $\cos\alpha$ ia valori negative. Factorii de putere pentru redresoarele necomandate se obțin pentru $\alpha = 0$, deci sunt egali cu conținutul în fundamentală f_f al curentului primar. Se observă că putem calcula conținutul în fundamentală al curentului primar printr-o altă metodă, înlocuind I_1 prin valorile sale date de relația (5.34) pentru redresoarele monofazate şi de relația (5.35) pentru redresoarele trifazate.

Astfel:

– pentru redresoarele monofazate:

$$f_f = \frac{I_1}{I} = \frac{I_1}{I_P} = \frac{\bar{U}_{d0}\bar{I}_d}{U_P I_P} = \frac{P_{d0}}{S_P} = \frac{1}{c_P} = f_{PP} \tag{5.65}$$

– pentru redresoarele trifazate:

$$f_f = \frac{I_1}{I} = \frac{I_1}{I_P} = \frac{\bar{U}_{d0}\bar{I}_d}{3U_P I_P} = \frac{P_{d0}}{S_P} = f_{PP} \tag{5.66}$$

Deci pentru redresoarele necomandate:

$$f_f = \frac{I_1}{I} = f_P = f_{PP} = \frac{P_{d0}}{S_P} \tag{5.67}$$

adică, conform tabelului 5.5., calitatea curenților absorbiți de la rețea este cu atât mai bună (f_f mare), cu cât p este mai mare.

Pentru redresoarele comandate f_p se calculează cu relațiile (5.54) sau (5.64).

Trebuie studiată, de asemenea, influența comutației reale ($\mu \neq 0$) asupra valorilor puterilor P şi Q.

Cu relațiile (5.43) şi (5.44), puterea activă se scrie:

$$P = \bar{U}_{d0}\bar{I}_d\cos\varphi_1 = \bar{U}_{d0}\bar{I}_d\left(\cos\alpha - \bar{u}_\mu\right) \tag{5.68}$$

Puterea reactivă este:

$$Q_1 = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d \sin\varphi_1$$

dar: $$\sin\varphi_1 = \sqrt{1-\cos^2\varphi_1} = \sqrt{1-\left(\cos\alpha-\overline{u}_\mu\right)^2}$$

astfel: $$Q_1 = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d\sqrt{1-\left(\cos\alpha-\overline{u}_\mu\right)^2} \tag{5.69}$$

pentru redresoarele necomandate ($\alpha = 0$).

$$Q_1|_{\alpha=0^\circ} = \overline{U}_{d0}\overline{I}_d\sqrt{\overline{u}_\mu\left(2-\overline{u}_\mu\right)} \tag{5.70}$$

Există deci un consum de putere reactivă determinat de căderea de tensiune reactivă raportată $\overline{u}_\mu = \overline{U}_\mu / \overline{U}_{d0}$ care, la rândul ei este legată de curentul de sarcină și de caracteristicile schemei de redresare (vezi relația 2.290). Așadar, există o putere reactivă datorită comutației.

Cu relațiile (5.68) și (5.69) se determină coordonatele punctului A (fig. 5.13) pe cercul redresorului comandat:

$$\frac{P}{\overline{U}_{d0}\overline{I}_d} = \cos\alpha-\overline{u}_\mu; \quad \frac{Q_1}{\overline{U}_{d0}\overline{I}_d} = \sqrt{1-\left(\cos\alpha-\overline{u}_\mu\right)^2}$$

de unde: $$A\left(\cos\alpha-\overline{u}_\mu; \sqrt{1-\left(\cos\alpha-\overline{u}_\mu\right)^2}\right) \tag{5.71}$$

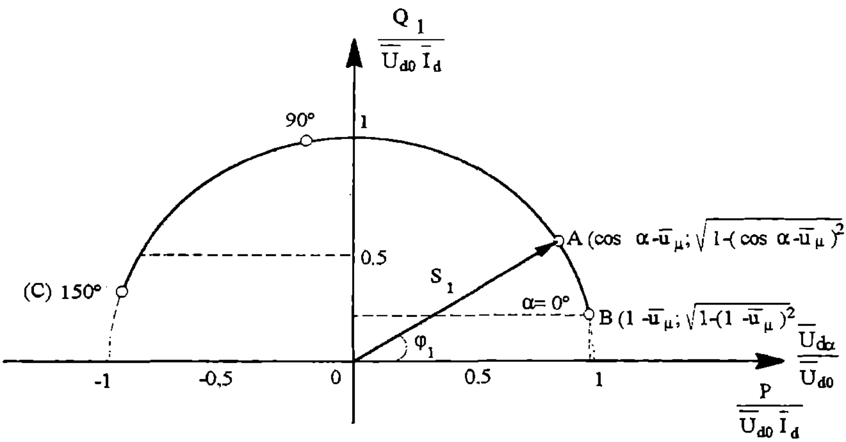


Fig. 5.13 Diagrama circulară a unui redresor comandat ($\mu \neq 0$).

Datorită comutației reale, punctele care reprezintă diverse unghiuri de comandă α, de asemenea și pentru α nul, se găsesc deplasate pe cercul diagramei puterilor (fig. 5.13) în raport cu cazul $\mu = 0$ (fig. 5.12).

Fig. 5.13 demonstrează că în regim de redresor, pentru un unghi de comandă α dat, puterea reactivă crește cu căderea reactivă de tensiune raportată $\overline{u}_\mu$; dimpotrivă, în regim de invertor, Q_1 scade dacă $\overline{u}_\mu$ crește.

5.8 Reducerea puterii reactive absorbite

Principalul inconvenient al redresoarelor este puterea reactivă absorbită. Reducerea acestei puteri reactive se poate face, în principal, prin două metode:

a) comanda secvențială (decalată);
b) filtrajul activ.

În acest subcapitol ne vom ocupa doar de prima metodă, cea de-a doua făcând obiectul unui capitol separat.

Principul metodei constă în utilizarea a două sau mai multe redresoare de același tip, legate în serie și comandate de o manieră independentă unul față de celălalt, după principiul comenzilor decalate. Dacă redresoarele sunt conectate la același transformator, fiecare trebuie să fie alimentat de un secundar separat.

În fig. 5.14 se arată schema de principiu. În cazul unui singur redresor, când α variază de la 0^o la 150^o, extremitatea vectorului care reprezintă puterea aparentă S_1 corespunzătoare fundamentalei descise arcul de cerc BAC (vezi fig. 5.12 și 5.13).

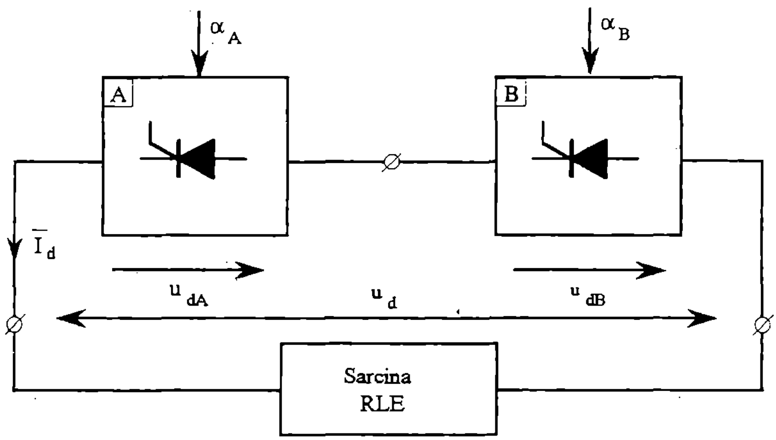


Fig. 5.14 Schema de principiu: montajul în serie a două redresoare comandate secvențial (decalat).

Relațiile (5.48) și (5.50) arată că axa P (fig. 5.12 și 5.13) poate fi gradată în tensiune, deoarece $\cos\alpha = \dfrac{\overline{U}_{d\alpha}}{\overline{U}_{d0}}$.

Principiul comenzii va fi explicat pentru $\overline{I}_d$=const.

Fiecare din cele două redresoare în serie, A și B, furnizează la mers în gol tensiunea maximă $\overline{U}_{d0}/2$ $(u_d = u_{dA} + u_{dB})$ și pentru a reduce Q_1 comanda se face în modul următor:

- pentru $\alpha_B = 0$, se modifică α_A de la 0^0 la α_{max} (vezi subcapitolul 2.14). Extremitatea vectorului care reprezintă consumul ansamblului descrie arcul de cerc BDE (fig. 5.15). Extremitatea vectorului u_{dB} este în punctul M.
- apoi, α_A rămâne egal cu α_{max} și se modifică α_B de la zero la α_{max}. Extremitatea vectorului care reprezintă consumul ansamblului se deplasează pe arcul de cerc EFC (fig. 5.15).

Se observă pe fig. 5.15 că atunci când tensiunea variază între $\overline{U}_{d0}$ și $-\overline{U}_{d0}\cos\alpha_{max}$, traiectoria BAC este înlocuită de BDEFC, adică s-a divizat aproape cu doi maximul lui Q_1, ca și valoarea sa medie.

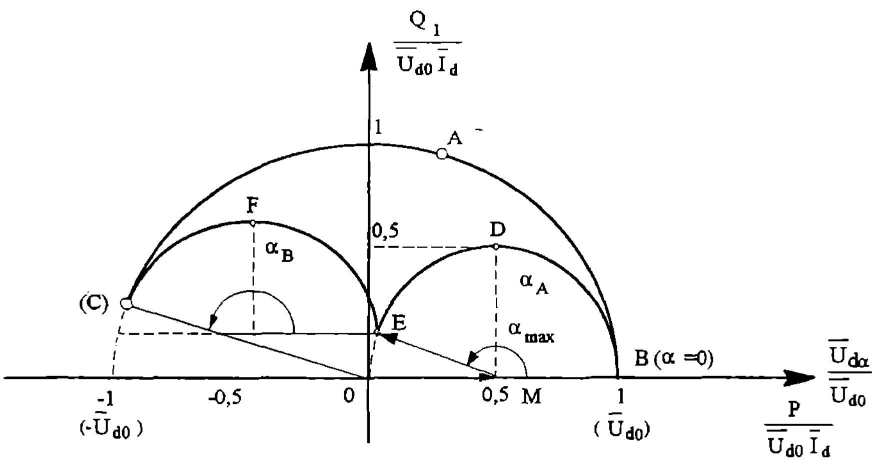


Fig. 5.15 Reducerea puterii reactive absorbită, prin comanda secvențială (decalată) a două redresoare.

Dacă se leagă în serie trei redresoare care sunt comandate decalat unul în raport cu celălalt, se divide cu aproximativ trei valoarea medie a puterii reactive absorbită.

Acest principiu se poate aplica și celulelor de comutație comandate decalat.

Punțile semicomandate (mixte) prezentate în subcapitolul 2.13 au o celulă comandată la $\alpha_2 = 0$ și, din acest motiv, tiristoarele au fost înlocuite cu diode.

Diagrama circulară pentru o astfel de punte este reprezentată în fig. 5.16.

În loc să se deplaseze pe semicercul BAC, punctul de funcționare se află pe semicercul BDE.

Așa se explică de ce o punte mixtă absoarbe mai puțină putere reactivă decât o punte comandată, având aceeași structură. Dar puntea mixtă nu funcționează în regim de invertor.

Un redresor comandat oarecare, care conține două celule de comutație în serie, poate fi comandat în mod decalat, pentru a asigura funcționarea în cele două cadrane ale planului $(\overline{U}_d, \overline{I}_d)$.

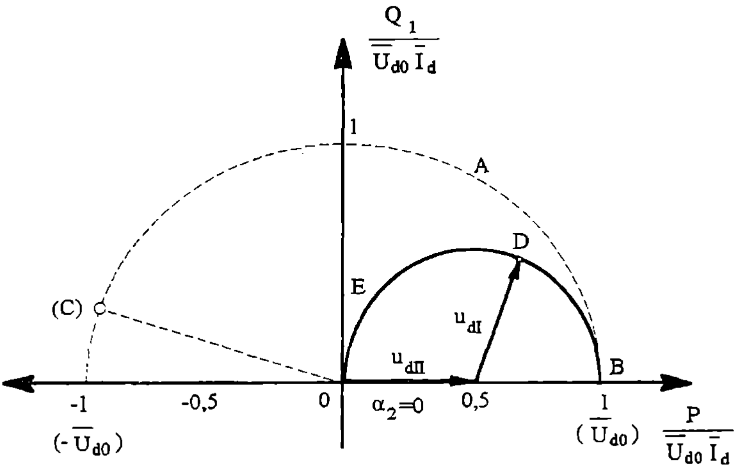


Fig. 5.16 Diagrama circulară pentru o punte semicomandată (mixtă) ($\mu = 0$).

Fig. 5.17,a arată schema punții monofazate (PD2, B2) comandată, iar fig. 5.17,b diagrama circulară corespunzătoare, în ipoteza $\mu = 0$.

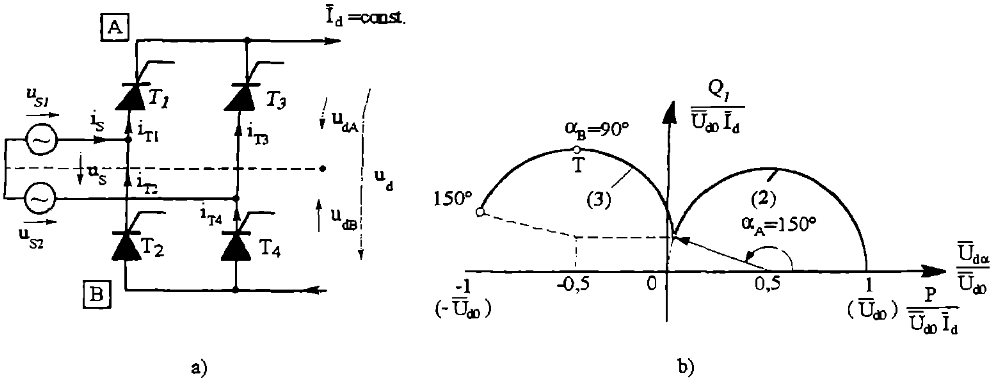


Fig. 5.17 Comanda decalată a punții monofazate comandate:
a) schema electrică; b) diagrama circulară ($\mu = 0$).

Mai întâi α_A variază de la 0° la 150°. Punctul de funcționare se află pe semicercul (2) (fig. 5.17). Apoi α_A rămâne la 150° și α_B este modificat de la 0° la 150°. Punctul de funcționare se deplasează pe semicercul (3). În aceste condiții $\overline{U}_{d\alpha}$ acoperă plaja de valori între $\overline{U}_{d0}$ și $-0,87\overline{U}_{d0}$. În fig. 5.18 sunt prezentate formele de undă pentru funcționarea ca invertor în punctul T (fig. 5.17,b) cu $\alpha_A = 150°$ și $\alpha_B = 90°$.

$$i_S = i_{T1} - i_{T2} = i_{T4} - i_{T3} \tag{5.72}$$

Durata curentului secundar, ca și a curentului primar, este $\theta = \pi + \alpha_B - \alpha_A$. Fundamentala curentului este defazată în raport cu tensiunea de alimentare cu $(\alpha_A + \alpha_B)/2$.

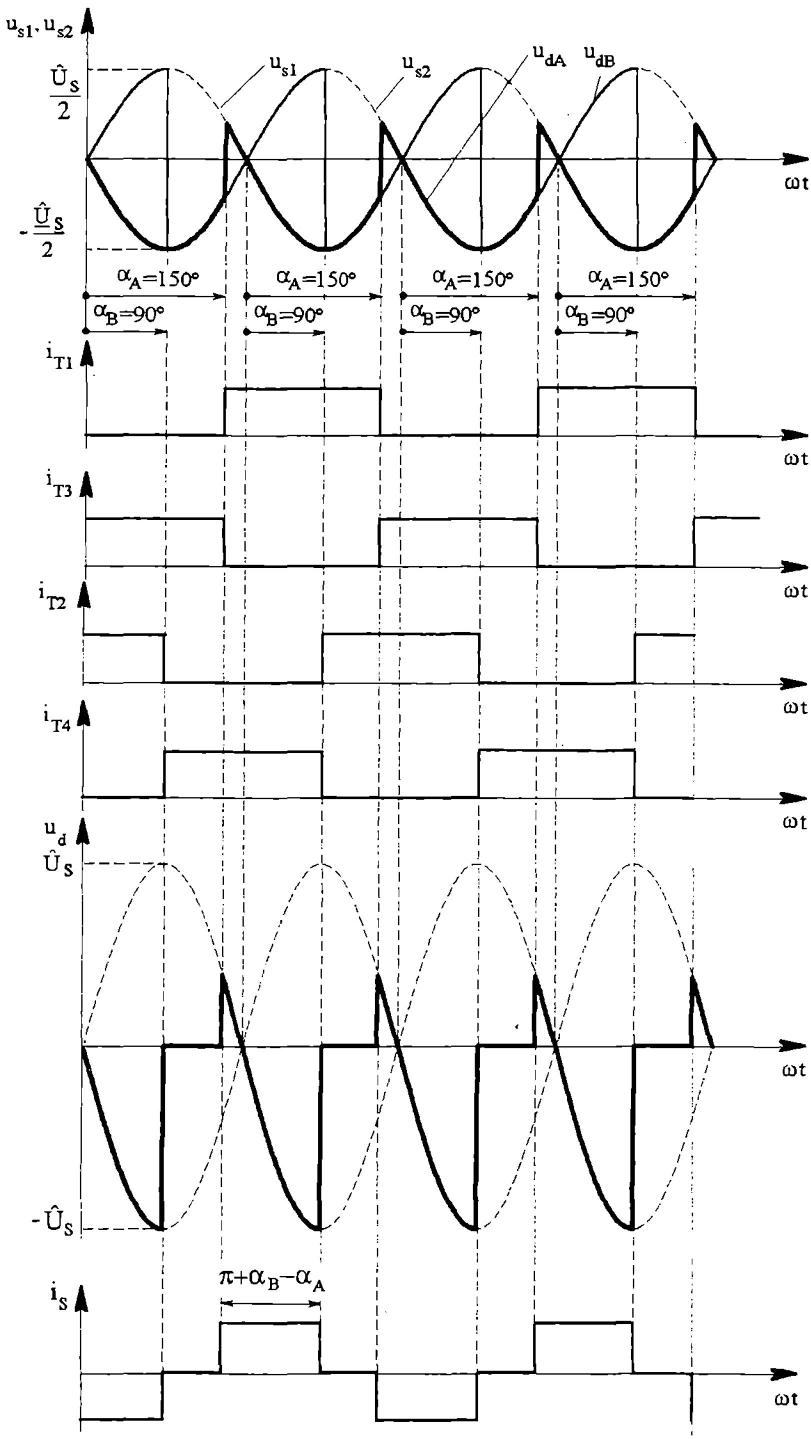


Fig. 5.18 Formele de undă pentru redresorul monofazat în punte comandat pe principiul comenzii secvențiale (decalate) $\alpha_A = 150°$; $\alpha_B = 90°$ ($\mu = 0$).

5.9 Filtrele pasive

Pentru îmbunătățirea comportării redresorului ca sursă de tensiune și ca sarcină, se obișnuiește folosirea de filtre pe partea de curent continuu - la ieșirea redresorului și pe partea de curent alternativ - la intrare.

5.9.1 Filtrele pe partea de curent continuu

Filtrele legate pe partea de curent continuu au drept scop îmbunătățirea formei tensiunii sau a curentului la ieșirea redresorului, prin reducerea factorului de ondulație. Filtrele pot fi de tip C, de tip L sau de tip LC.

a) Filtrul C este un condensator legat în paralel cu sarcina (fig. 5.19). Rolul său este acela de a reduce pulsația tensiunii redresate.

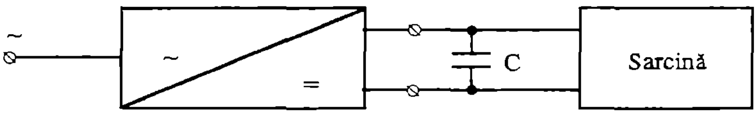


Fig. 5.19 Filtrul de tip C.

Dezavantajele acestui tip de filtru sunt următoarele:
- provoacă un șoc de curent la închiderea circuitului;
- micșorează durata de conducție a componentelor semiconductoare de putere;
- modifică panta caracteristicii de sarcină.

El se utilizează de obicei pentru redresoarele de puteri mici (p=1, p=2) și pentru redresoarele de înaltă tensiune care funcționează cu variații mici de sarcină.

b) Filtrul de tip L este o inductanță legată în serie cu sarcina (fig. 5.20). Rolul său este de a reduce ondulația curentului continuu i_d.

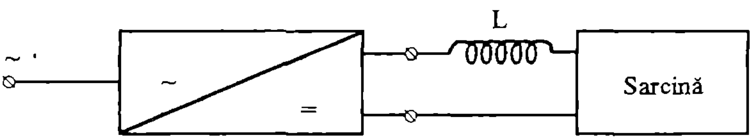


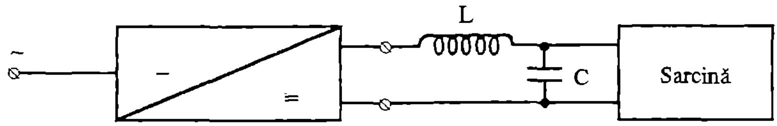
Fig. 5.20 Filtrul de tip L.

Inductanța este construită cu miez de fier și întrefier pentru a se evita saturația.

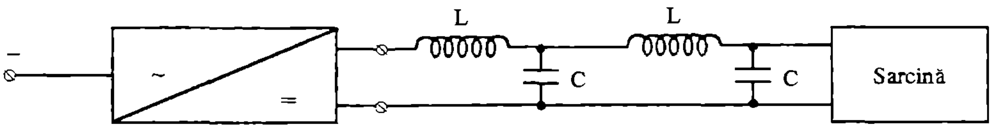
Filtrul L prezintă următoarele dezavantaje:
- efectul de filtrare depinde de sarcină;
- determină apariția de pierderi suplimentare de putere activă în rezistența inductanței;
- mărește constanta de timp a circuitului de sarcină, deci timpul său de răspuns.

c) Filtrele de tip LC sunt construite sub formă de filtre "trece-jos", pentru a atenua armonicile superioare, sau de "filtre rezonante" acordate pe anumite armonici.

Filtrele "trece jos" sunt cuadripoli în Γ sau Π legați la ieșirea redresorului (fig. 5.21).



a)



b)

Fig. 5.21 Filtre "trece jos": a) cuadripol în Γ; b) cuadripol în Π.

Filtrul rezonant este un ansamblu serie $L_n C_n$ (fig. 5.22) acordat pe armonica "n" care trebuie suprimată.

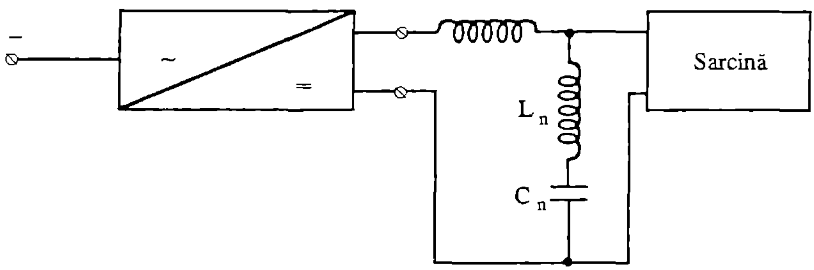


Fig. 5.22 Filtrul rezonant.

5.9.2 Filtrele pe partea de curent alternativ

Filtrele legate pe partea de curent alternativ între rețea și redresor sunt filtre rezonante acordate pe principalele armonici ale curenților absorbiți, pentru a împiedica aceste armonici să se propage în rețea. Văzut din rețea, redresorul R este un generator de armonici de curent (fig. 5.23).

După cum arată fig. 5.23, redresorul R poate fi asimilat, pentru fiecare armonică n, cu un generator de curent care trimite curentul i_n în rețeaua simbolizată prin generatorul G și inductanța de linie L_l. Filtrul $L_n C_n$ legat în paralel la bornele redresorului este acordat pe armonica "n". S-a notat cu:

i_n - curentul armonicii "n" generate de redresor;

i_{nf} - curentul armonicii "n" care trece prin filtru;

i_{nr} - curentul armonicii "n" care trece spre rețea.

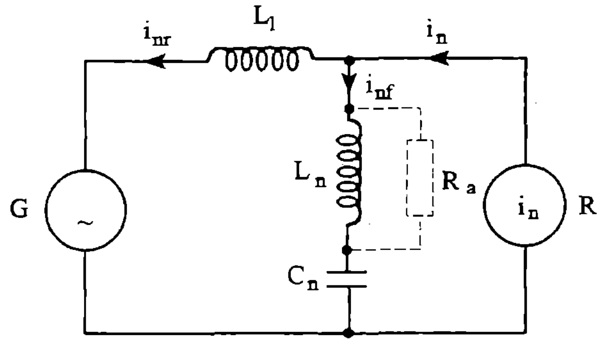


Fig. 5.23 Schema echivalentă pentru filtrarea armonicii de rang "n".

Se poate scrie astfel:

$$i_n = i_{nr} + i_{nf} \tag{5.73}$$

Din calculul făcut pentru circuitul prezentat în fig. 5.23, rezultă:

$$\frac{I_{nr}}{I_n} = \frac{1-\omega_n^2 L_n C_n}{1-\omega_n^2 C_n (L_l + L_n)} \tag{5.74}$$

$$\frac{I_{nf}}{I_n} = \frac{\omega_n^2 L_l C_n}{\omega_n^2 C_n (L_l + L_n) - 1} \tag{5.75}$$

Relația (5.74) arată că, dacă:

$$1-\omega_n^2 L_n C_n = 0 \Rightarrow \omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_n C_n}} \Rightarrow f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C_n}}, \tag{5.76}$$

atunci $I_{nr} = 0$ și curentul armonicii de rang "n" nu circulă decât prin filtru (filtrul a fost acordat pe frecvența f_n).

În conformitate cu relațiile (5.74) și (5.75), trebuie să se evite egalitatea:

$$1-\omega_n^2 C_n (L_l + L_n) = 0 \tag{5.77}$$

deoarece în acest caz curenții spre rețea și spre filtru devin foarte mari (rezonanța filtrului). Se evită această situație prin construirea judicioasă a filtrului și prin legarea suplimentară a unei rezistențe de amortizare R_a (fig. 5.23).

Inductanța L_n este construită fără miez de fier, cu o înfășurare concepută pentru a avea pierderi minime prin efect pelicular.

Filtrul acordat pe frecvența f_n (relația 5.76) are un comportament inductiv pentru armonicile cu o frecvență superioara lui f_n. Riscul apariției rezonanței (vezi relația 5.77) poate apărea la frecvențe inferioare lui f_n, pentru care filtrul are un comportament capacitiv.

Pentru a evita rezonanţa, se realizează perfect acordarea filtrului (relaţia 5.76) pentru prima armonică. Acest filtru este conectat primul în circuit şi deconectat ultimul. La intrare se leagă un număr de filtre rezonante egal cu numărul de armonici de suprimat. Punerea sub tensiune a filtrului nu pune probleme particulare, deoarece inductanţele amortizează fenomenele tranzitorii, dar deschiderea trebuie să se facă cu întreruptoare fără reamorsare a arcului electric, pentru a se evita supratensiunile.

5.10 Concluzii asupra redresoarelor

Redresoarele sunt practic convertoarele cele mai răspândite. Studiul lor, făcut în capitolele anterioare şi în acest capitol, ne permite să tragem următoarele concluzii:

- performanţele redresorului din punct de vedere al calităţii formelor de undă absorbite (sarcină pentru reţea) şi eliberate la ieşire (sursă pentru receptor) sunt cu atât mai bune cu cât p este mai mare;
- dintre cele două scheme de redresare monofazată P2 (M2) şi PD2 (B2), a doua este net superioară (vezi tabelele 5.4 şi 5.5 şi paragraful 2.7.2). P2 (M2) nu va fi utilizat decât pentru tensiuni $\overline{U}_{dn}$ scăzute şi pentru curenţi nominali $\overline{I}_{dn}$ de valoare mare.
- dintre schemele de redresare trifazată cu p=6, cele mai bune sunt redresoarele în punte PD3, S3 (B6) (vezi tabelele 5.4 şi 5.4). Redresorul în stea dublă cu BIF va fi utilizat în locul redresoarelor în punte pentru valori scăzute ale tensiunii $\overline{U}_{dn}$ şi pentru curenţi nominali $\overline{I}_{dn}$ de valoare mare.
- dacă este nevoie de un redresor cu p=12, se utilizează un PD3 şi un S3 montate în serie sau în paralel, în funcţie de caracteristicile nominale ale sarcinii.
- dacă receptorul nu trebuie să funcţioneze decât în primul cadran al planului $\left(\overline{U}_d, \overline{I}_d\right)$, atunci se alege alimentarea printr-o punte semicomandată (mixtă).
- se poate reduce puterea reactivă absorbită, de un redresor comandat substituindu-l printr-un ansamblu de două sau mai multe redresoare de acelaşi tip, comandate secvenţial (decalat).

6

VARIATOARELE DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ

6.1 Generalități

Variatoarele de tensiune alternativă (VTA) sunt convertoare alternativ-alternativ (fig. 6.1). La intrarea lor se aplică o tensiune alternativă monofazată sau trifazată cu frecvența f și de valoare efectivă constantă U_a, iar la ieșire se obține o tensiune alternativă monofazată sau trifazată de aceeași frecvență f, dar de valoare efectivă U_S, reglabilă.

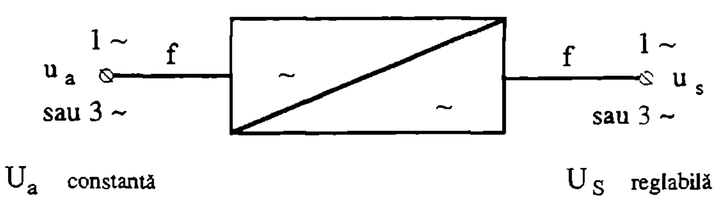


Fig. 6.1 Variatorul de tensiune alternativă.

Din punctul de vedere al tensiunii de ieșire, se disting VTA monofazate și trifazate.

Comanda lor, prin reglarea valorii efective a tensiunii de ieşire, se poate face după două principii:

- reglajul de fază;
- controlul numărului de perioade de conducție.

Prima metodă este cea mai utilizată, deoarece ea presupune o schemă de comandă foarte simplă. Acest capitol nu tratează decât VTA comandate prin reglaj de fază.

Ca principiu, VTA trebuie să lase să treacă curentul în cele două sensuri. Deci, dispozitivele semiconductoare legate pe fiecare cale sunt bidirecționale în curent. Prin urmare, se utilizează triacul sau, pentru puteri ridicate, două tiristoare în montaj anti-paralel.

Tensiunea aplicată fiind alternativă, curentul de sarcină are aceeaşi formă şi se anulează periodic, deci VTA sunt convertoare cu comutație naturală. Dispozitivele semiconductoare se blochează la trecerea naturală prin zero a curentului care le parcurge.

6.2 VTA monofazate

6.2.1 VTA format din două tiristoare montate antiparalel (sau un triac)

Schema este prezentată în fig. 6.2,a.

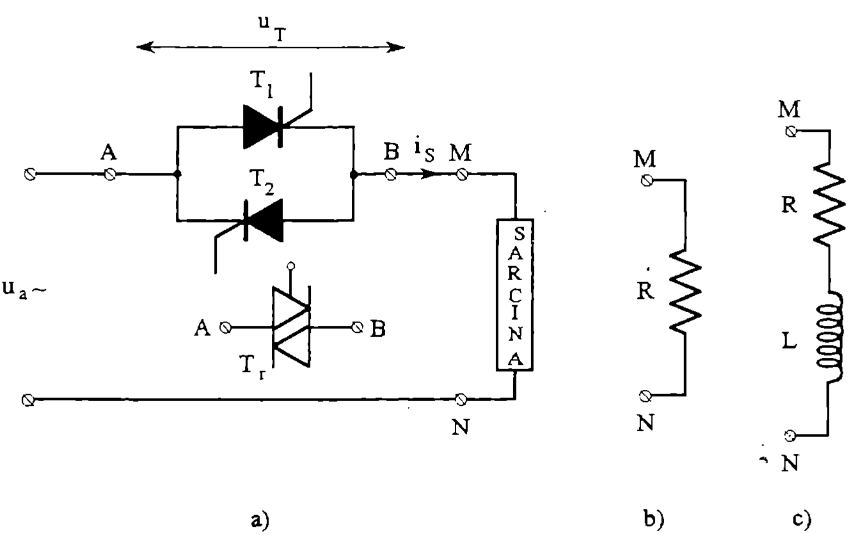


Fig. 6.2 VTA monofazat: a) schema electrică; b) sarcină R; c) sarcina RL.

Cele două tiristoare în antiparalel T_1 şi T_2 pot fi înlocuite de către triacul T_r. Se va studia funcționarea VTA cu sarcină rezistivă R (fig. 6.2,b), apoi cu sarcină rezistiv-inductivă RL (fig. 6.2,c).

6.2.1.1 Funcționarea cu sarcină R (fig. 6.2,b)

Tensiunea rețelei este sinusoidală:

$$u_a = \hat{U}_a \sin \omega t \tag{6.1}$$

Comanda tiristoarelor (sau a triacului) se face prin reglaj de fază. Unghiurile de comandă α sunt măsurate în raport cu punctul de trecere prin zero a tensiunii u_a.

Tiristorul T_1 conduce, în timpul semialternanțelor pozitive ale tensiunii u_a, iar T_2 în timpul celor negative.

În intervalele de conducție ale tiristoarelor, se aplică sarcinii tensiunea de alimentare u_a.

Fig. 6.3 arată formele de undă pentru două unghiuri de comandă diferite $\alpha = \alpha_1$ și $\alpha = \alpha_2$.

Tiristoarele sunt comandate la amorsare cu o întârziere α.

În timpul duratelor de conducție a tiristoarelor, prin sarcină circulă un curent. Când tiristoarele sunt blocate, ele trebuie să țină în direct tensiunea u_a.

Tensiunea directă maximă în starea blocat, care apare la bornele tiristoarelor, este $u_T = \hat{U}_a$.

În perioada de conducție, s-a considerat căderea de tensiune la bornele tiristoarelor neglijabilă în raport cu tensiunea de alimentare (reprezentată nulă în fig. 6.3).

Valoarea efectivă a tensiunii aplicate sarcinii este:

$$U_S = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\left(\hat{U}_a \sin \omega t\right)^2 \mathrm{d}(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha\right)}\,\hat{U}_a \tag{6.2}$$

Din relația (6.2) se obține:

$$\alpha = 0 \Rightarrow U_S = U_a;\ \alpha = \pi \Rightarrow U_S = 0 \tag{6.3}$$

Legea $U_S(\alpha)$ reprezintă caracteristica de comandă și este dată în fig. 6.4,a.

Deci, se poate modifica valoarea efectivă a tensiunii aplicate sarcinii între valoarea 0 și valoarea efectivă a tensiunii de alimentare U_a, prin reglajul unghiului α în intervalul $(0, \pi)$. Sarcina fiind rezistivă, curentul i_s are aceeași formă cu tensiunea.

Astfel, valoarea sa efectivă este:

$$I_S = \frac{U_S}{R} = \frac{\hat{U}_a}{R}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha\right)} \tag{6.4}$$

Se observă din fig. 6.3 că formele de undă, curent i_S și tensiune u_S, au devenit, prin reglajul de fază, mărimi nesinusoidale.

Chiar și pentru sarcina rezistivă fundamentala curentului i_s este defazată în raport cu tensiunea de alimentare u_a cu unghiul φ_1, dat de relația (6.5).

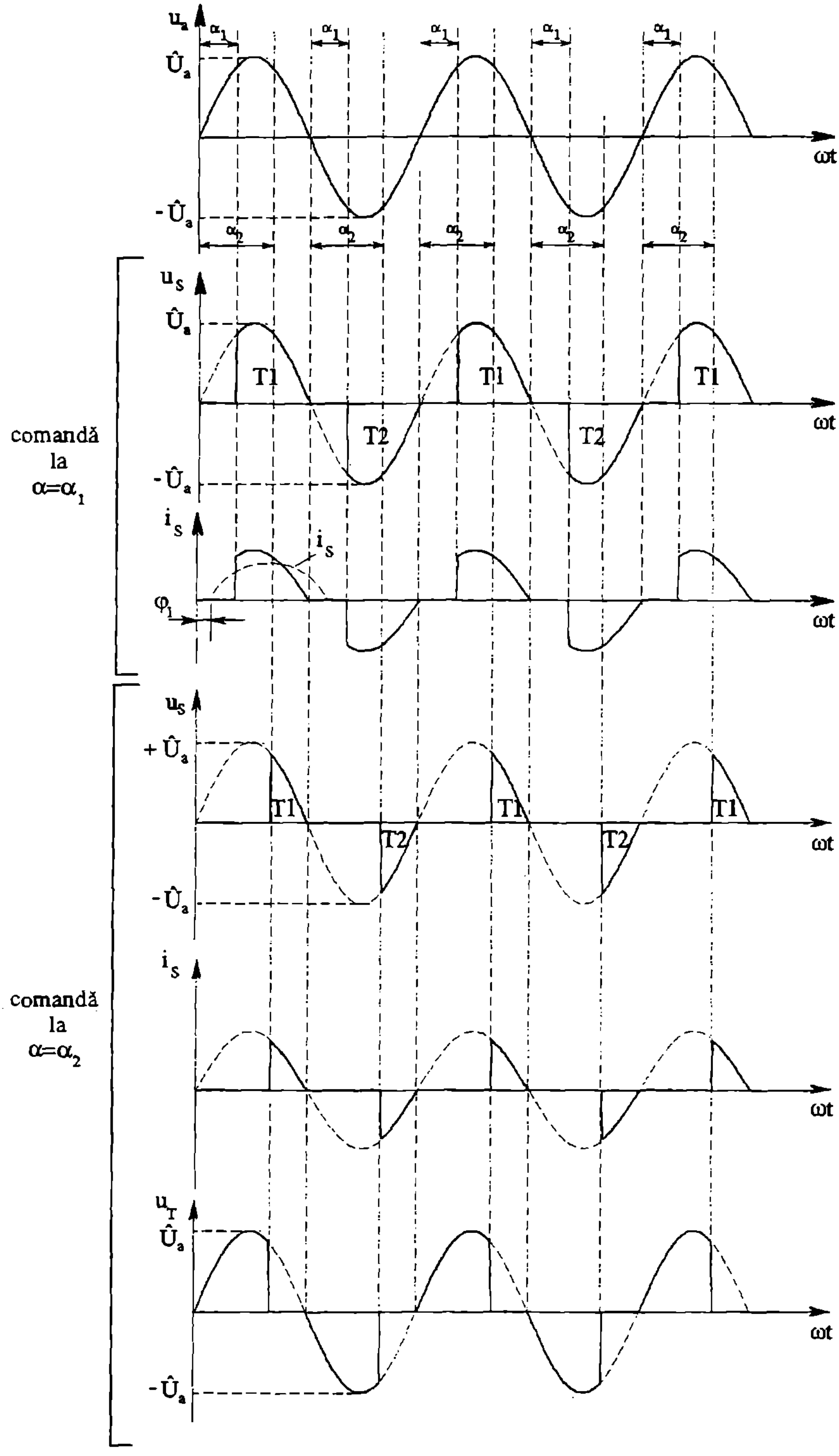


Fig. 6.3 Formele de undă pentru VTA monofazat cu sarcină rezistivă R.

$$\varphi_1 = \arctan\frac{\sin^2\alpha}{\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha} \tag{6.5}$$

Este vorba deci de un consum de putere reactivă datorită comenzii. Puterea reactivă Q_1 a fundamentalei (relația 1.47), după relația (6.5) este maximă pentru $\alpha = 90°$ și nulă pentru $\alpha = 0$ și $\alpha = \pi$. Puterea activă P este maximă pentru $\alpha = 0$ și scade odată cu creșterea lui α. Legile $P(\alpha)$, $Q_1(\alpha)$ și $\varphi_1(\alpha)$ sunt prezentate în fig. 6.4,b.

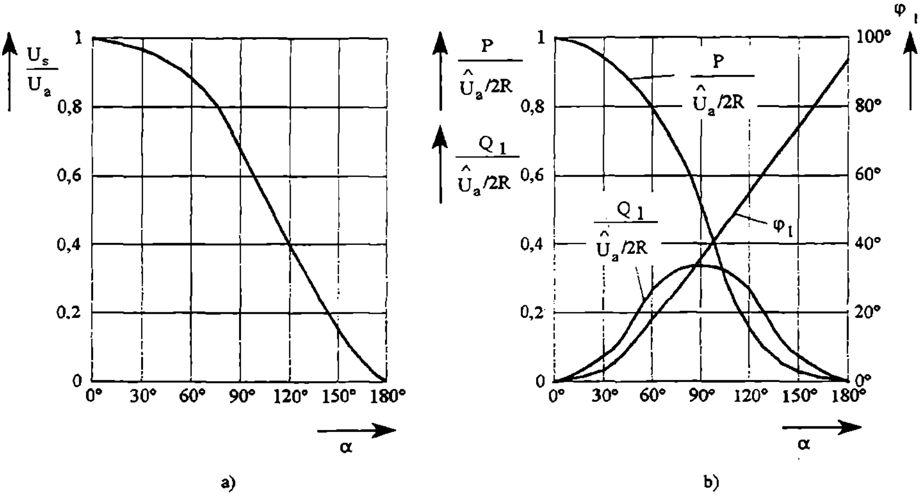


Fig. 6.4 Legile: a) $U_S(\alpha)$;b) $P(\alpha)$; $Q_1(\alpha)$; $\varphi_1(\alpha)$.

6.2.1.2 Funcționarea în sarcină RL (fig. 6.2,c)

Pe durata conducției unui tiristor, pentru montajul din fig. 6.2, se poate scrie ecuația diferențială:

$$u_a = \hat{U}_a \sin\omega t = Ri_S + L\frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}t} \tag{6.6.a}$$

sau:

$$\hat{U}_a \sin\omega t = Ri_S + L\omega\frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}(\omega t)} \tag{6.6.b}$$

Ecuația (6.6.b) are soluția $i_S(\omega t)$ compusă dintr-un termen forțat $i_f(\omega t)$, de forma tensiunii alternative și un termen liber, $i_l(\omega t)$ care se amortizează în timp:

$$i_S(\omega t) = i_f(\omega t) + i_l(\omega t) \tag{6.7}$$

*

$$i_f(\omega t) = \frac{\hat{U}_a}{Z}\sin(\omega t - \varphi) \tag{6.8}$$

cu:
$$Z=\sqrt{R^2+(\omega L)^2} \quad \text{şi} \quad \varphi=\arctan\frac{\omega L}{R} \tag{6.9}$$

$$i_l(\omega t)=k\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}\omega t} \tag{6.10}$$

Astfel, cu ajutorul relaţiilor (6.8) şi (6.10), relaţia (6.7) se scrie:

$$i_S(\omega t)=\frac{\hat{U}_a}{Z}\sin(\omega t-\varphi)+k\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}\omega t} \tag{6.11}$$

Constanta k se determină din condiţia iniţială:

$$i_S(\alpha)=0 \Rightarrow 0=\frac{\hat{U}_a}{Z}\sin(\alpha-\varphi)+k\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}\alpha} \tag{6.12}$$

de unde:
$$k=-\frac{\hat{U}_a}{Z}\sin(\alpha-\varphi)\mathrm{e}^{\frac{R}{\omega L}\alpha} \tag{6.13}$$

Înlocuind în relaţia (6.11) pe k cu valoarea sa din (6.13), rezultă:

$$i_S(\omega t)=\frac{\hat{U}_a}{Z}\left[\sin(\omega t-\varphi)-\sin(\alpha-\varphi)\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t-\alpha)}\right] \tag{6.14}$$

Valoarea maximă a lui i_S se obţine din condiţia $\frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}(\omega t)}=0$, care, introdusă în relaţia (6.6,b) şi notând $\omega t\big|_{i_S=I_{S\max}}=\theta_0$, dă:

$$\hat{U}_a\sin\theta_0=RI_{S\max} \Rightarrow I_{S\max}=\frac{\hat{U}_a\sin\theta_0}{R} \tag{6.15}$$

Durata conducţiei tiristorului, $\omega t=\theta_1$ se calculează cu relaţia (6.14) utilizând condiţia: $i_S(\theta_1)=0$:

$$0=\sin(\theta_1-\varphi)-\sin(\alpha-\varphi)\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}(\theta_1-\alpha)} \tag{6.16}$$

θ_1 rezultă din ecuaţia (6.16), care se pune sub forma:

$$\sin(\theta_1-\varphi)=\sin(\alpha-\varphi)\mathrm{e}^{-\frac{R}{\omega L}(\theta_1-\alpha)} \tag{6.17}$$

Ecuaţia (6.17) se poate rezolva prin metode numerice.

Fig. 6.5 prezintă formele de undă pentru funcţionarea cu sarcină RL, la un unghi de comandă α mai mare decât φ.

Se observă că pentru amorsarea tiristorului T_2 la $\pi+\alpha$ este necesar ca T_1 să fie blocat în prealabil, de unde:

$$\theta_1 \le \pi+\alpha \tag{6.18}$$

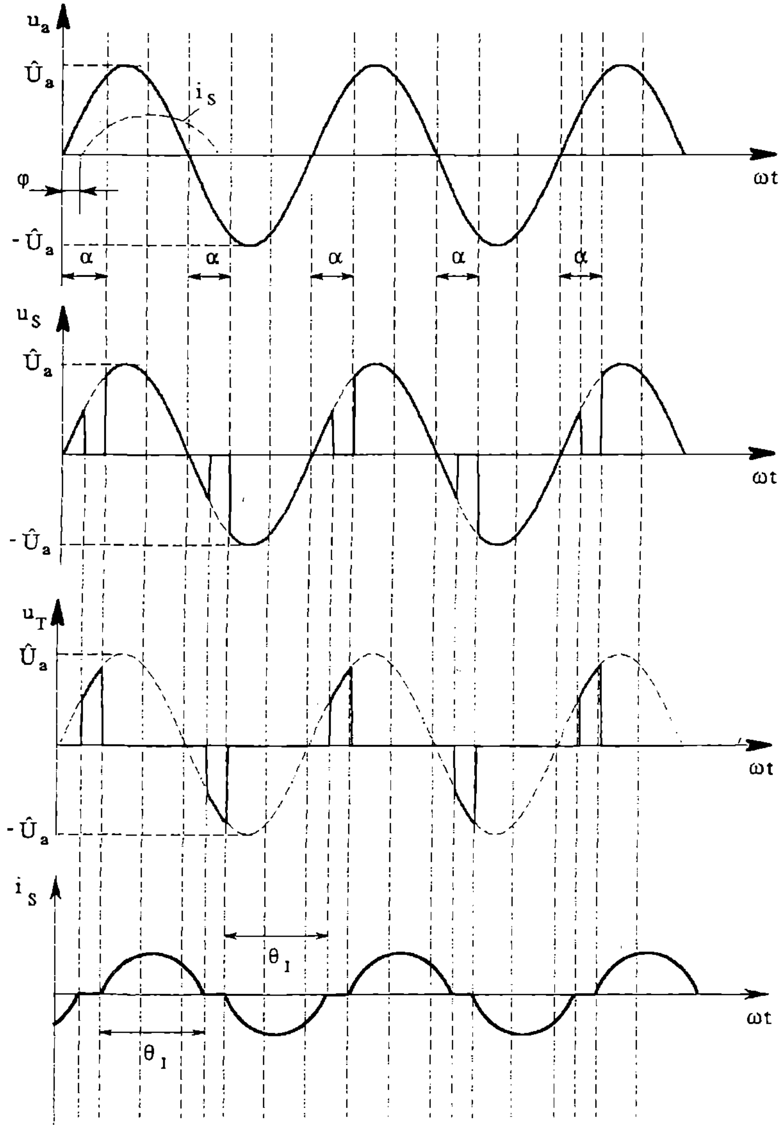


Fig. 6.5 Formele de undă pentru funcționarea cun sarcină RL.

Înlocuind (6.18) în (6.17), se obține:

$$\left(1+e^{-\frac{\pi R}{\omega L}}\right)\sin(\alpha-\varphi)=0$$

de unde:

$$\alpha=\varphi=\arctan\frac{\omega L}{R} \qquad (6.19)$$

Relația (6.19) dă limita conducției discontinue.

- Dacă $\alpha > \varphi$ conducția este discontinuă, formele de undă sunt cele din fig. 6.5 și schema din fig. 6.2 funcționează ca variator monofazat. Valoarea efectivă a tensiunii la bornele sarcinii este:

$$U_S = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\theta_1}\left(\hat{U}_a \sin\omega t\right)^2 \mathrm{d}(\omega t)} = \sqrt{\frac{\hat{U}_a^2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\theta_1}(1-\cos 2\omega t)\mathrm{d}(\omega t)} = = \hat{U}_a\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\theta_1 - \alpha - \frac{1}{2}(\sin 2\theta_1 - \sin 2\alpha)\right]} \tag{6.20}$$

- Dacă $\alpha < \varphi$, există două posibilități:

a) T_1 conduce, T_2 este comandat la $\pi + \alpha$, dar el găsește T_1 în conducție. T_2 este polarizat negativ, deci nu poate trece la starea de conducție. Dacă impulsul său de comandă este scurt, T_2 rămâne blocat după blocarea lui T_1 la trecerea prin zero a curentului său. Montajul functionează în regim de redresor monofazat monoalternanță.

b) T_1 conduce, T_2 este comandat la $\pi + \alpha$. El nu poate amorsa, dar impulsul pe poarta sa este lung. După blocarea naturală a lui T_1, T_2 intră în conducție. Conducția este continuă și schema se comportă ca un întreruptor închis în permanență.

În concluzie, funcționarea în regim de variator nu are loc decât pentru unghiuri de comandă $\alpha > \varphi$.

6.2.2 VTA constituit dintr-o punte monofazată și un tiristor

Schema este prezentată în fig. 6.6.

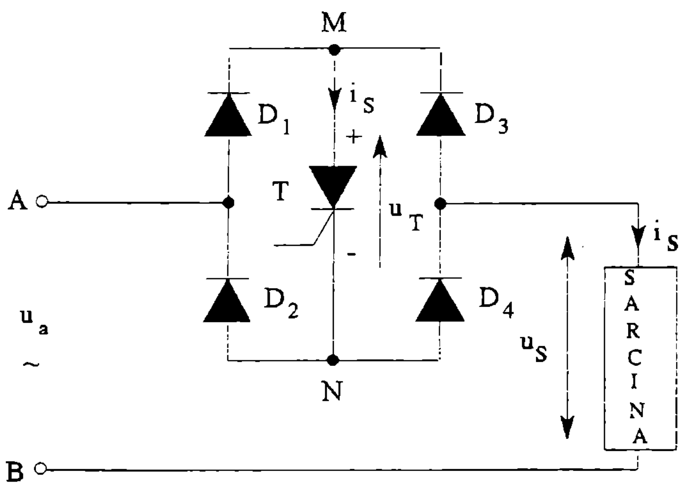


Fig. 6.6 VTA format dintr-o punte monofazată și un tiristor.

Tiristorul T este legat în diagonala de curent continuu a unei punți monofazate cu diode. Pe durata semialternanțelor pozitive ale tensiunii u_a, D_1 și D_4 sunt polarizate în direct și curentul se închide prin calea A, D_1, T, D_4, sarcină, B.

În timpul semialternanței negative a lui u_a, D_2, D_3 sunt polarizate în direct și traseul curentului este B, sarcină, D_3, T, D_2, A.

Formele de undă pentru funcționarea cu sarcină rezistivă R sunt prezentate în fig. 6.7.

Ele sunt identice cu formele de undă din fig. 6.3, deci relațiile stabilite în subparagraful 6.2.1.1 ramân valabile.

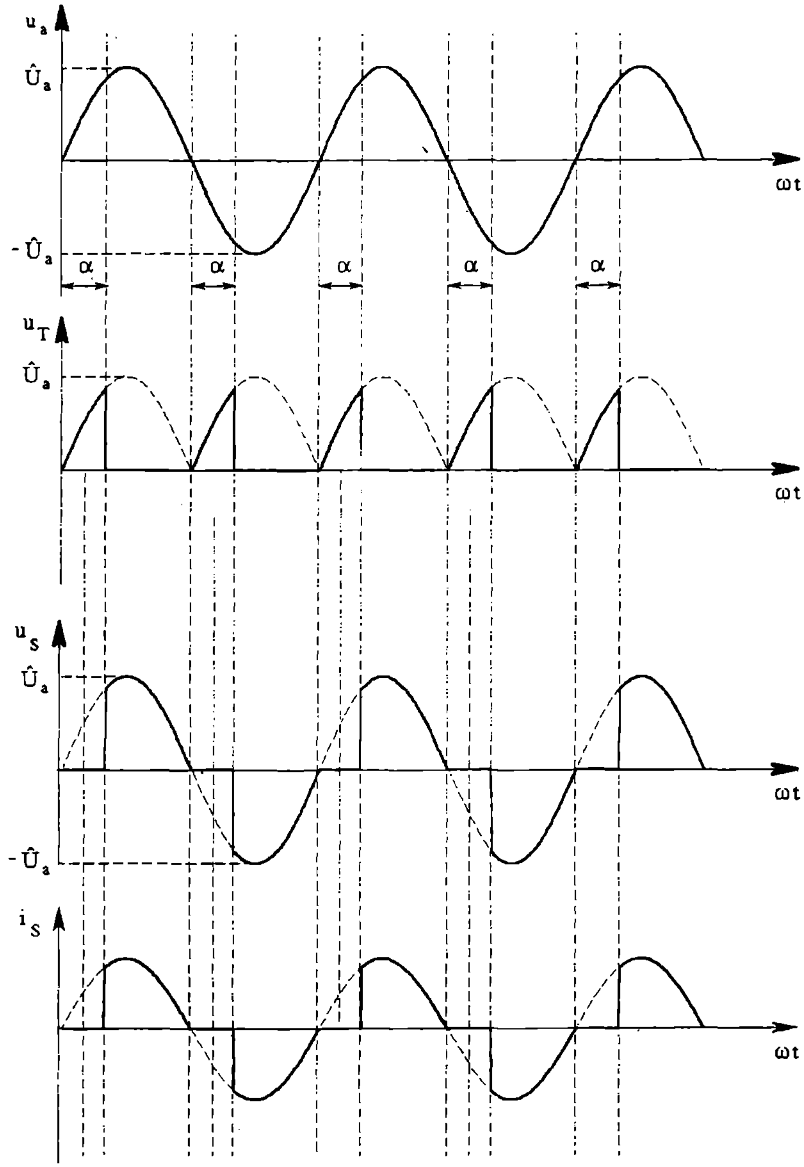


Fig. 6.6 Formele de undă pentru variatorul din fig. 6.6.

6.2.3 VTA cu triac comandat prin intermediul unui diac

Schema electrică este prezentată în fig. 6.8. Comanda se face prin reglaj de fază.

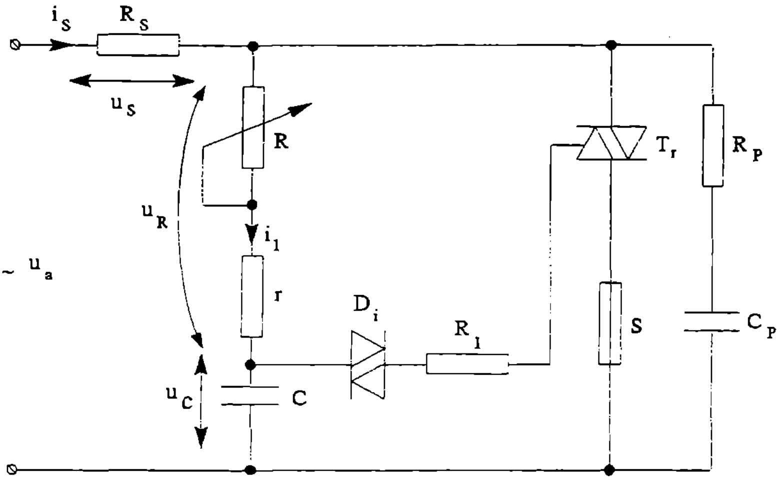


Fig. 6.8 VTA cu triac comandat prin intermediul unui diac.

Montajul cuprinde:

- partea de forță, formată din sarcina R_S, triacul T_r și siguranța S.
- partea de comandă, formată din potențiometrul R, rezistențele r și R_I, condensatorul C și diacul D_i.
- partea de protecție la supratensiuni de comutație, realizată din ansamblul serie $R_P - C_P$.

Tensiunea u_C la bornele condensatorului C poate fi modificată ca valoare și fază prin reglajul rezistenței R. Aceasta permite reglarea unghiului α care corespunde momentului în care u_C este egală cu tensiunea de prag a diacului U_{Br}, adică momentului trecerii diacului în starea de conducție (fig. 6.9). Diacul în conducție determină descărcarea condensatorului în circuitul de poartă al triacului T_r și amorsarea sa.

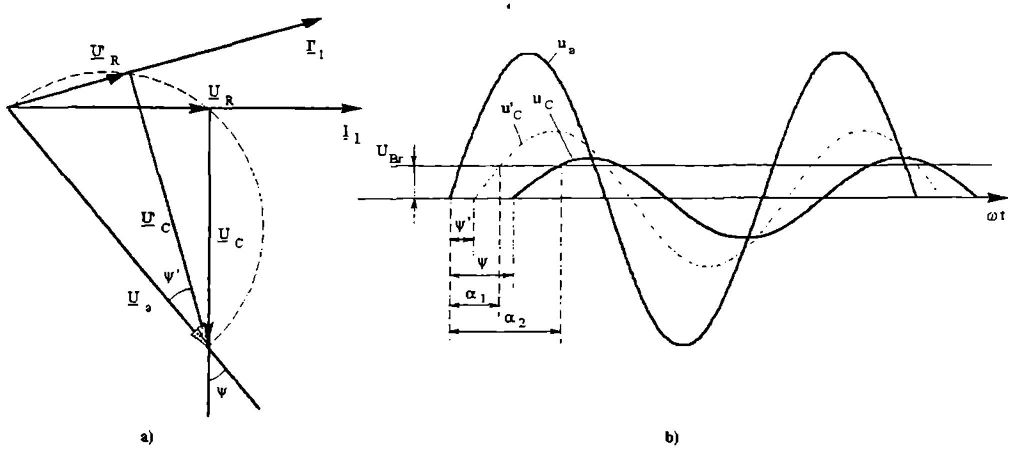


Fig. 6.9 a) Diagrama vectorială a tensiunilor; b) formele de undă.

În diagrama vectorială (fig. 6.9,a), s-a notat cu $\underline{U}_R$ - tensiunea la bornele ansamblului R_S, R, r şi cu $\underline{U}'_R$ - tensiunea la bornele aceluiaşi ansamblu, dar având o altă valoare (R') a rezistenţei R, diacul şi triacul fiind blocate.

u'_C si u_C determină unghiurile $\omega t_1 = \alpha_1$ şi $\omega t_2 = \alpha_2$ prin comparaţie cu tensiunea de prag U_{Br}.

Se alege R pentru a avea valoarea maximă $\hat{U}_C < U_{Br}$; diacul nu poate deveni conductor. Micşorând valoarea rezistenţei R, la un moment dat, tensiunea u_C este egală cu tensiunea de prag $\pm U_{Br}$ a diacului şi acesta intră în conducţie. Triacul primeşte pe poartă un impuls de comandă şi amorsează periodic pe semialternanţele pozitive şi negative ale tensiunii u_a. Triacul se blochează la trecerea naturală prin zero a curentului.

Rezistenţa R_1 se calculează din condiţia de obţinere a unui impuls de comandă pe poarta triacului de amplitudine cel mult $I_{G\max}$:

$$I_G \le I_{G\max} = \frac{\Delta U_F}{R_1} \Rightarrow R_1 \ge \frac{\Delta U_F}{I_{G\max}} \tag{6.21}$$

cu: ΔU_F-variaţia tensiunii diacului la comutaţie;

$I_{G\max}$-valoarea maximă admisibilă pentru impulsul de poartă (de comandă) al triacului. Ambele valori ΔU_F şi $I_{G\max}$ sunt date de catalog.

Durata impulsului de comandă trebuie să fie suficientă pentru a permite curentului prin triac să atingă valoarea de acroşare I_L. Dacă se consideră o durată medie de $20 \div 40\mu s$, valoarea condensatorului se deduce din:

$$C = \frac{20 \div 40}{R_1}[\mu\text{F}] \tag{6.22}$$

cu: R_1 exprimat în $[\Omega]$.

Triacul intră în conducţie cu o întârziere α în raport cu trecerea prin zero a tensiunii u_a, atât în semialternanţele pozitive, cât şi în cele negative. Unghiul α se reglează prin varierea lui R (fig. 6.8) şi permite modificarea valorii efective a tensiunii u_S aplicată sarcinii. Fig. 6.10 arată formele de undă pentru schema prezentată în fig. 6.8.

Curba reală de variaţie a lui u_C este diferită de cea obţinută când diacul şi triacul sunt blocate (u_C teoretic - desenat punctat în fig. 6.10), deoarece odată atins nivelul $+U_{Br}$, diacul amorsează şi condensatorul descărcându-se dă un impuls de comandă. În consecinţă, în timpul semialternanţelor următoare ale lui u_a, u_c ajunge mai devreme la nivelul $\pm U_{Br}$, deci $\alpha_2 > \alpha_1$ şi $I_{S2} > I_{S1}$ (fig. 6.10). Fenomenul se numeşte histerezis de reglaj şi constituie principalul dezavantaj al schemei, deoarece nu permite fixarea exactă a unghiului α de funcţionare al VTA. Unghiul $\alpha_{\min}$ pentru care triacul amorsează este:

$$\alpha_{\min} = \arcsin\frac{R_S I_L}{\hat{U}_a} \tag{6.23}$$

cu: R_S-rezistenţa sarcinii;

I_L-curentul de acroşare al triacului;

$\hat{U}_a$-valoarea de vârf a tensiunii de alimentare.

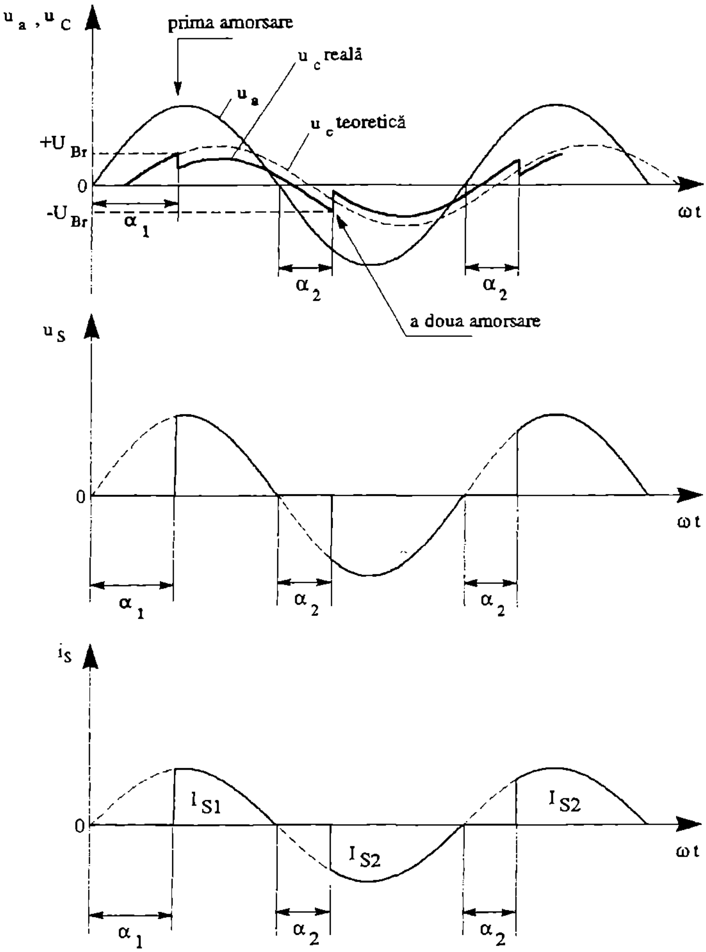


Fig. 6.10 Formele de undă pentru VTA cu triac comandat prin diac.

Rezistența *r* (fig. 6.8) asigură funcționarea la unghiul α_{min}. Ea se calculează cu relația:

$$r = \frac{1}{\omega C}\tan\left(\frac{\alpha_{min}}{2} - \frac{\arcsin\frac{2U_{Br} - \hat{U}_a \sin\alpha_{min}}{\hat{U}_a}}{2}\right) \tag{6.24}$$

Dacă r este negativă, atunci trebuie să se aleagă un unghi α_{min} superior valorii găsite cu relația (6.23), iar calculul se va reface. Operațiile se repetă până la obținerea unei valori pozitive a lui *r*.

Rezistența *R* este dată de relația:

$$R = \frac{\tan\Psi_1}{\omega C} - r \tag{6.25}$$

ψ_1 este calculat şi ales astfel încât:

$$\Psi_1 \geq \arccos\frac{U_{Br}}{\hat{U}_a} \tag{6.26}$$

Schema din fig. 6.8 poate fi îmbunătăţită prin reducerea histerezisului său, legând un condensator suplimentar, C_1, aşa cum se arată în fig. 6.11.

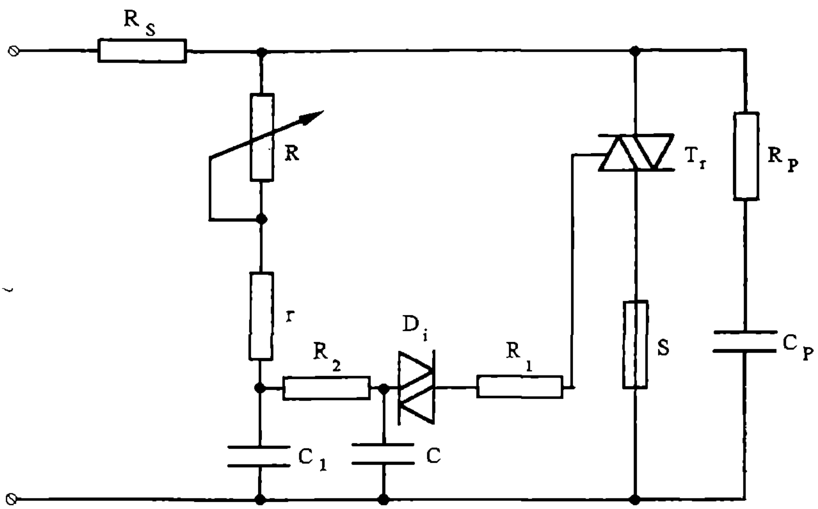


Fig. 6.11 Schema cu histerezis redus.

După descărcarea lui C, când $u_C = U_{Br}$, C_1 (egal cu 1,5÷2 C) îl reîncarcă rapid, asigurând concordanţa celor două curbe: u_C teoretică şi u_C reală (fig. 6.10).

Acest tip de variator este foarte răspândit. El este utilizat în instalaţiile de iluminat, pentru a varia intensitatea luminoasă a lămpilor incandescente şi în aparatele electrocasnice, pentru a varia viteza motoarelor de curent alternativ. Fig. 6.12 arată o schemă care permite comanda unui motor de curent alternativ.

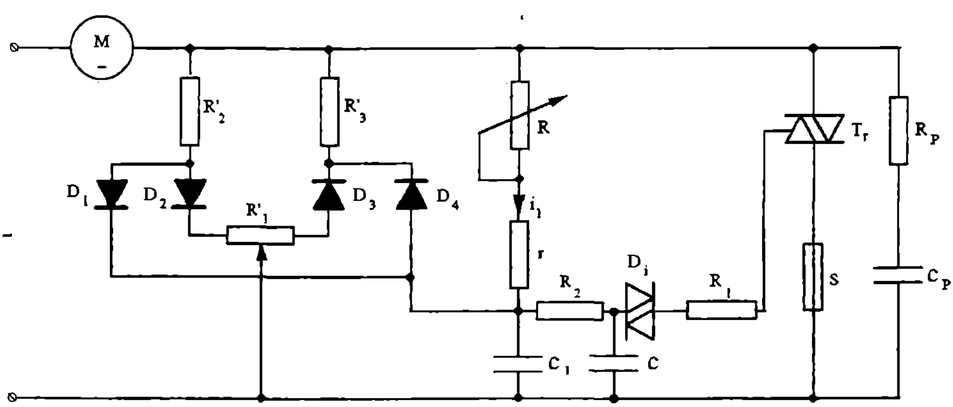
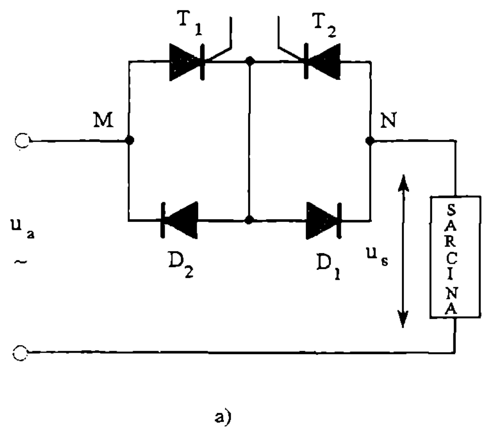


Fig. 6.12 Reglajul vitezei unui motor de curent alternativ prin VTA cu triac comandat prin diac.

Diodele D_1, D_2, D_3, D_4 și rezistențele R'_1, R'_2, R'_3 au rolul de a face simetrice impulsurile de comandă trimise în timpul semialternanțelor pozitive și negative ale tensiunii de alimentare și de a împiedica apariția unei componente continue a curentului în motor.

6.2.4 Alte tipuri de VTA monofazate

În fig. 6.13 se prezintă alte două scheme de VTA monofazate.



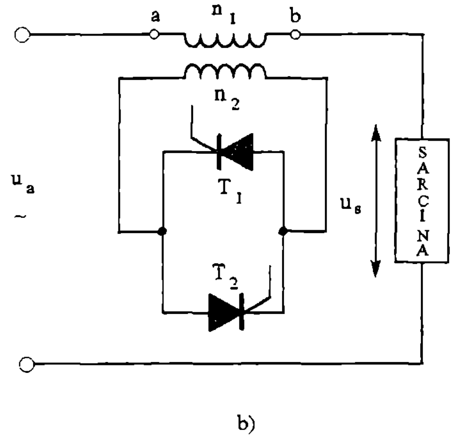


Fig. 6.13 VTA monofazate.

Schema din fig. 6.13,a prezintă avantajul unei comenzi mai ușoare deoarece catozii celor două tiristoare T_1 și T_2 sunt legați.

În decursul semialternanței pozitive a lui u_a, curentul i_S se închide prin T_1, D_1 și sarcină, iar în cea negativă prin sarcină, T_2 și D_2.

Formele de undă sunt identice cu cele ale variatorului din fig. 6.2.

Pentru schema din fig. 6.13,b, în timpul perioadelor de conducție a lui T_1 și T_2, solenația secundară o compensează pe cea primară; între punctele a - b se află impedanța transformatorului care are secundarul în scurtcircuit, impedanță de valoare foarte scăzută, deci $u_S = u_a$.

Când T_1 și T_2 sunt blocate impun între a și b impedanța transformatorului având secundarul în gol. Receptorul nu este parcurs decât de curentul de magnetizare al transformatorului, care este foarte scăzut, astfel $u_S \cong 0$.

6.3 VTA trifazate

În VTA trifazate se se folosesc pe fiecare fază întreruptoare bidirecționale în curent, identice cu cele studiate în monofazat: triacuri sau tiristoare în antiparalel.

Sarcina este conectată în stea sau triunghi.

6.3.1 VTA format din două tiristoare montate în antiparalel pe fiecare fază

Schema este prezentată în fig. 6.14,a. Sarcina poate fi în stea (fig. 6.14,b) sau în triunghi (fig. 6.14,c).

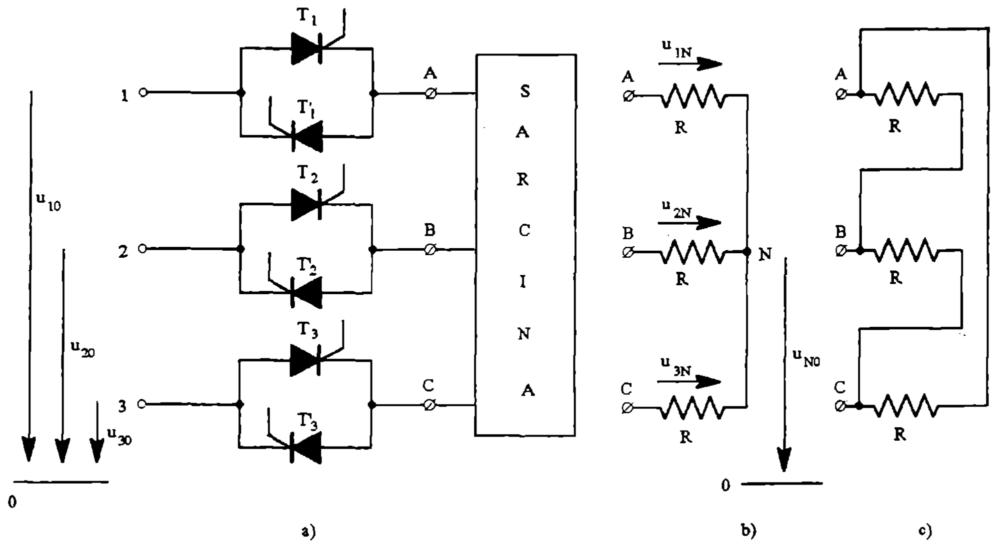


Fig. 6.14 VTA trifazat format din două tiristoare în antiparalel pe fiecare fază: a) schema electrică; b) sarcină rezistivă în stea; c) sarcină rezistivă în triunghi.

Sistemul de tensiuni de alimentare este trifazat echilibrat:

$$u_{10} = \hat{U}_a \sin \omega t; \; u_{20} = \hat{U}_a \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \; u_{30} = \hat{U}_a \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \tag{6.27}$$

Tiristoarele T_1, T_2, T_3 sunt în conducție în decursul semialternanțelor pozitive ale tensiunilor u_{10}, u_{20}, u_{30} și tiristoarele T_1', T_2', T_3' în decursul celor negative. Intrarea în conducție a tiristoarelor este decalată prin comanda cu un unghi α în raport cu trecerea prin zero a tensiunilor u_{10}, u_{20}, u_{30}.

Funcționarea VTA va fi explicată considerându-se o sarcină rezistivă în stea (fig. 6.14,b). Ținând cont de schema din fig. 6.14,a, se observă că fenomenul de conducție nu are loc pe o singură fază, două sau trei tiristoare vor fi deci simultan în conducție.

Se pot stabili formele de undă ale tensiunilor u_{1N}, u_{2N}, u_{3N} și se pot calcula valorile lor efective.

$$u_{1N} = u_{10} - u_{N0}; \; u_{2N} = u_{20} - u_{N0}; \; u_{3N} = u_{30} - u_{N0} \tag{6.28}$$

Fig. 6.15,a prezintă diagrama fazorială a tensiunilor rețelei.

Dacă cele trei tiristoare T_1, T_2, T_3 sunt în conducție, sistemul de tensiuni la bornele receptorului simetric R, este echilibrat: $0 \equiv N$ (fig. 6.15,b):

$$\underline{U}_{1N} = \underline{U}_{10}; \; \underline{U}_{2N} = \underline{U}_{20}; \; \underline{U}_{3N} = \underline{U}_{30}, \text{ deoarece } \underline{U}_{N0} = 0 \tag{6.29}$$

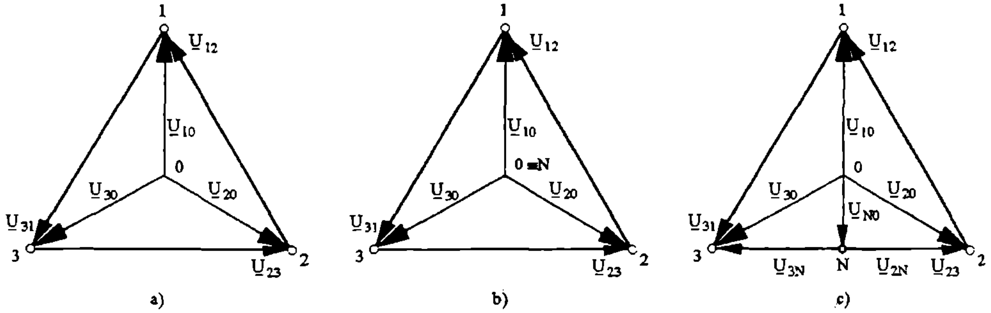


Fig. 6.15 Diagramele fazoriale: a) a tensiunilor rețelei; b) a tensiunilor cu cele trei tiristoare T_1, T_2, T_3 în conducție; c) a tensiunilor cu două tiristoare T_2 și T_3 în conducție.

Când conducția are loc pe două faze:

- considerând că sunt în conducție T_2 și T_3 sau T_2' și T_3', N se plasează ca în fig. 6.15,c, de unde rezultă:

$$u_{2N} = \frac{u_{23}}{2};\ u_{3N} = -\frac{u_{23}}{2};\ u_{N0} = -\frac{u_{10}}{2} \tag{6.30}$$

- considerând că sunt în conducție T_3 și T_1 sau T_3' și T_1', atunci N se află la potențialul semisumei fazelor 3 și 1:

$$u_{3N} = \frac{u_{31}}{2};\ u_{1N} = -\frac{u_{31}}{2};\ u_{N0} = -\frac{u_{20}}{2} \tag{6.31}$$

- considerând în conducție T_1 și T_2 sau T_1' și T_2', N are potențialul semisumei fazelor 1 și 2:

$$u_{1N} = \frac{u_{12}}{2};\ u_{2N} = -\frac{u_{12}}{2};\ u_{N0} = -\frac{u_{30}}{2} \tag{6.32}$$

Ținând cont de relațiile (6.28) la (6.32), formele de undă pentru $\alpha = 30°$ sunt prezentate în fig. 6.16.

Pe același principiu, se pot construi formele de undă ale tensiunilor u_{1N}, u_{2N}, u_{3N} pentru alte unghiuri de comandă α, apoi se pot calcula valorile efective ale tensiunilor. De exemplu, pentru U_{1N}, se obține:

$$\begin{aligned}
&\alpha \in \left(0, \frac{\pi}{3}\right) &&\Rightarrow && U_{1N} = U_S\sqrt{1 - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi}\sin 2\alpha}\\
&\alpha \in \left(\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}\right) &&\Rightarrow && U_{1N} = U_S\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\sin\left(2\alpha + \frac{\pi}{6}\right)}\\
&\alpha \in \left(\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}\right) &&\Rightarrow && U_{1N} = U_S\sqrt{\frac{5}{4} - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi}\sin\left(2\alpha + \frac{\pi}{3}\right)}
\end{aligned} \tag{6.33}$$

$$\alpha \in \left(\frac{5\pi}{6}, \pi\right) \quad \Rightarrow \quad U_{1N} = 0$$

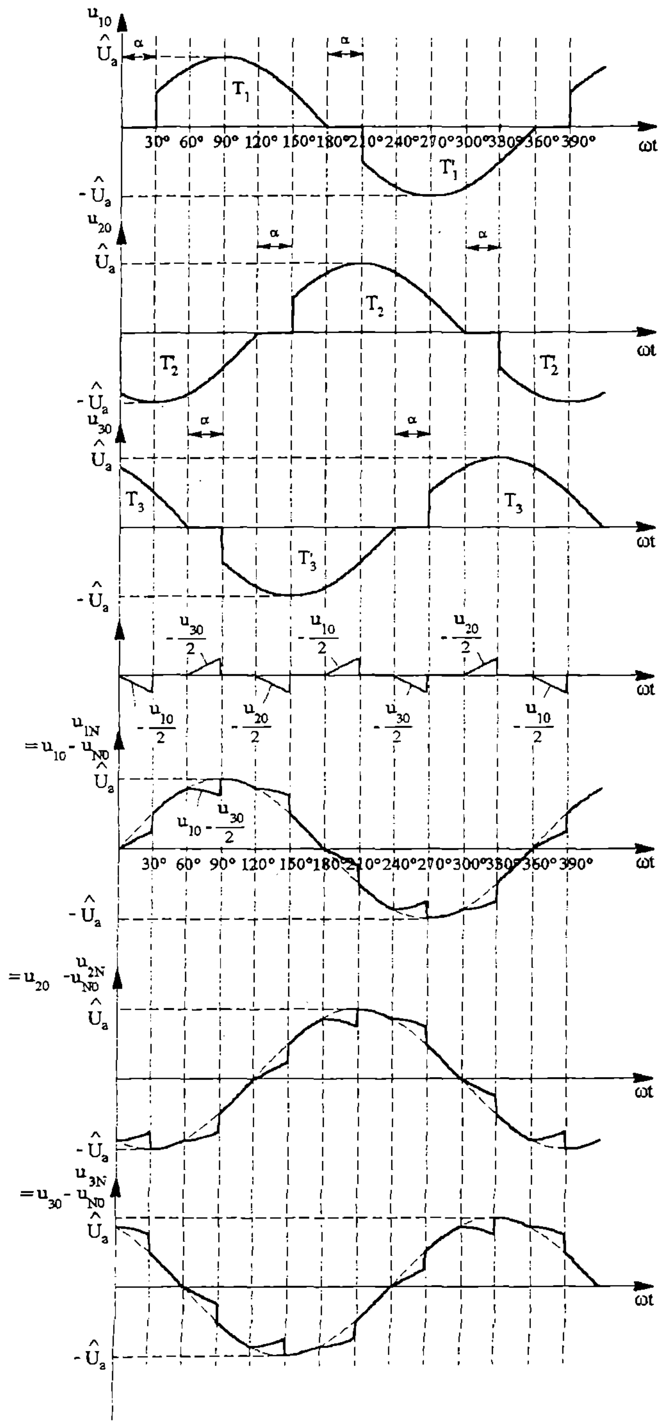


Fig. 6.16 Formele de undă pentru VTA trifazat din fig. 6.14, funcționând cu sarcină R în stea; $\alpha = 30°$.

Dacă receptorul este legat în stea, montajul se poate face ca în fig. 6.17, fără ca funcționarea VTA să fie modificată.

Avantajul acestei scheme este punctul comun al tiristoarelor, ceea ce ușurează comanda dacă se utilizează triacuri în locul tiristoarelor.

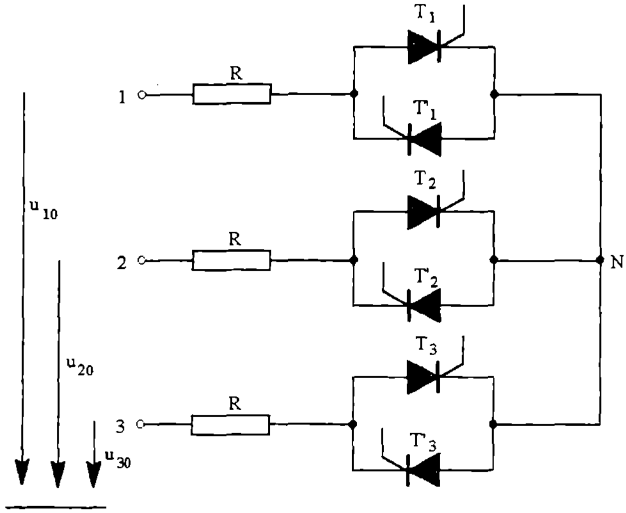


Fig. 6.17 VTA în avalul receptorului.

6.3.2 Alte scheme de VTA trifazate

Fig. 6.18 prezintă schema unui VTA mixt, care conține un tiristor în antiparalel cu o diodă pe fiecare fază:

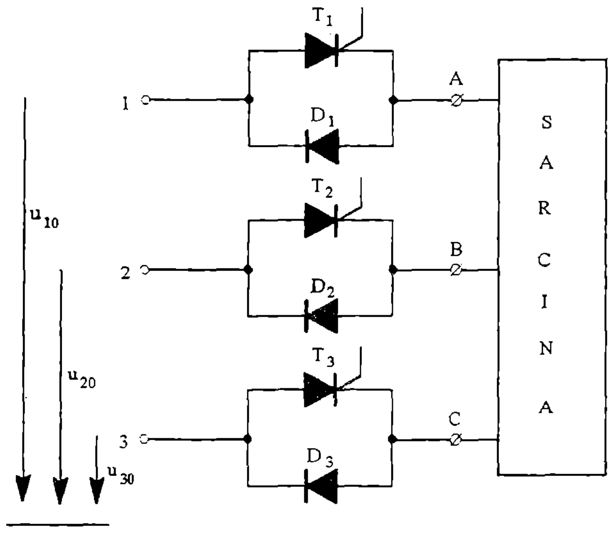


Fig. 6.18 VTA mixt.

De această dată, semialternanțele pozitive ale tensiunilor u_{10}, u_{20}, u_{30} sunt singurele controlate. Diodele sunt în conducție în decursul semialternanțelor negative și reprezintă calea de trecere pentru curentul corespunzător acestor semialternanțe.

În fig. 6.19 este dată schema cea mai des utilizată dacă sarcina are cele șase borne de ieșire accesibile.

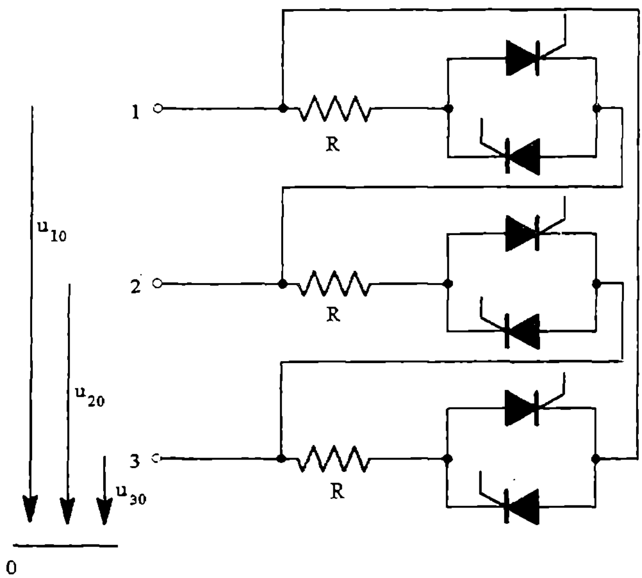


Fig. 6.19 Montajul în triunghi a trei VTA monofazate.

Se utilizează trei VTA monofazate identice.

Performanțele sunt cele ale VTA monofazate, dar schema permite suprimarea armonicilor impare de rang 3 sau multiplu de 3, în curenții de linie. Din acest punct de vedere, acest montaj este superior celui din fig. 6.14, dar este mai puțin bun în ceea ce privește calitatea tensiunilor furnizate sarcinii.

6.4 Utilizarea VTA

VTA au numeroase aplicații, dintre care s-au enumerat deja cele legate de instalațiile de iluminat și de reglajul vitezei mașinilor electrice.

Alte domenii ar fi: controlul puterii transmise la încălzirea cu ajutorul rezistențelor și reglajul tensiunii transformatoarelor.

Plasate între rețea și sarcină, ele permit schimbarea cuplajului fazelor acesteia, trecând, de exemplu de la triunghi la stea, fără vreo modificare a pentru VTA.

VTA asigură reglajul în limite largi a tensiunii rețelei, dar are și unele dezavantaje, cum sunt:

- consum suplimentar de putere reactivă, chiar pentru sarcini rezistive;

- este sursă de perturbații pentru rețea, deoarece curenții absorbiți au un puternic conținut armonic.

Funcționarea reală a VTA este legată de natura sarcinii pe care o alimentează.

În general, pentru a se evita poluarea rețelei, se intercalează un filtru între aceasta și VTA, așa cum se arată în fig. 6.20.

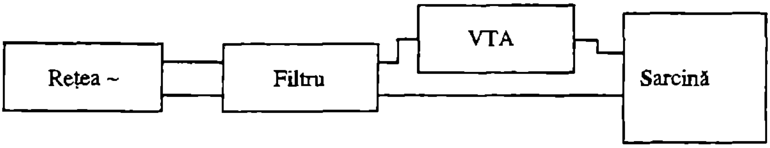


Fig. 6.20 Legarea unui filtru.

7

CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ CU COMUTAȚIE NATURALĂ

Convertoarele de frecvență cu comutație naturală sunt convertoare alternativ-alternativ care au drept scop obținerea de tensiuni la ieșire, de frecvență diferită (constantă *sau variabilă) în raport cu tensiunile alternative de la intrare. Ele se mai numesc și* convertoare de frecvență directe.

De asemenea, există și o categorie de convertoare de frecvență cu circuit intermediar și cu comutație comandată, deci nu naturală.

Acest tip de convertoare va fi studiat în subcapitolul 9.7.

Convertoarele de frecvență directe pot multiplica sau demultiplica frecvența tensiunii de la intrare. Cele demultiplicatoare de frecvență sunt numite cicloconvertoare. Ele au scheme identice cu cele ale convertoarelor care funcționează în cele patru cadrane ale planului $(\overline{I}_d, \overline{U}_d)$ prezentate în capitolul 4, dar modul lor de comandă este diferit.

Convertoarele multiplicatoare de frecvență au nevoie de un număr crescut de surse de intrare, dependent de ordinul de multiplicare.

7.1 Cicloconvertoare monofazate

Se va studia principiul de funcționare al cicloconvertorului monofazat pe schema cea mai simplă, formată din două convertoare reversibile în tensiune, trifazate, cu punct median, montate în antiparalel (fig. 7.1).

Ansamblul formează un convertor reversibil în curent și în tensiune (patru cadrane), studiat la capitolul 4.

În principiu, se poate utiliza oricare din montajele prezentate la capitolul 4, care funcționează cu sau fără curent de circulație.

Cele două grupe de comutație lucrează fiecare la rândul său.

În loc să se obțină un curent și o tensiune de valori medii și de un singur semn, curentul și tensiunea de ieșire au valori medii nule, deci prezintă și o componentă alternativă importantă.

Analiza convertoarelor în patru cadrane cu curenți de circulație a arătat că:

$$\overline{U}_{d1} + \overline{U}_{d2} = 0 \Rightarrow \overline{U}_{d1} = -\overline{U}_{d2} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow \overline{U}_{d0}\cos\alpha_1 = -\overline{U}_{d0}\cos\alpha_2 \Rightarrow \cos\alpha_1 = -\cos\alpha_2 \Rightarrow \alpha_1 + \alpha_2 = \pi \qquad (7.1)$$

Dat fiind faptul că valoarea maximă admisă pentru unghiul de comandă a unui convertor în două cadrane este $\alpha_{2\max} = 150°$, din relația (7.1) rezultă că:

$$\alpha_{1\min} = 30°.$$

Această condiție impusă unghiului de comandă micșorează valoarea maximă a tensiunii de ieșire și mărește cantitatea de putere reactivă consumată; iată deci, două dezavantaje ale cicloconvertoarelor cu curenți de circulație.

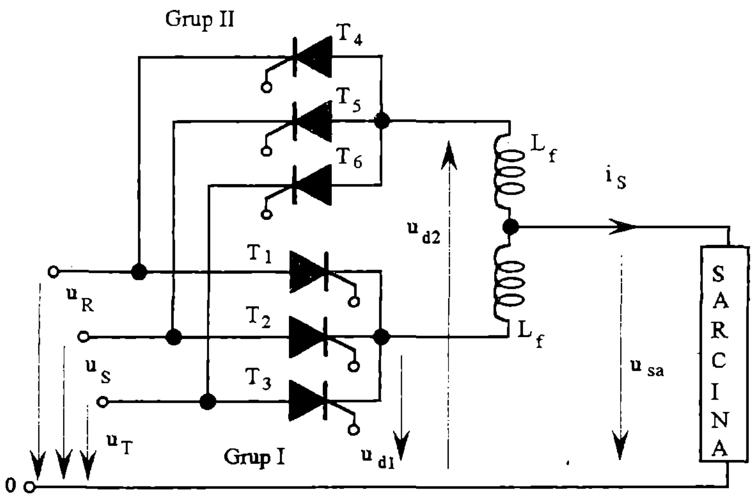


Fig. 7.1 Cicloconvertorul monofazat cu p=3.

Dacă se dorește obținerea unei tensiuni de ieșire $u_{sa} = U_{sa}\sqrt{2}\sin\omega_s t$, din relația (7.1) se deduce imediat:

$$\overline{U}_{d1} = -\overline{U}_{d2} = U_{sa}\sqrt{2}\sin\omega_s t \Rightarrow \cos\alpha_1 = -\cos\alpha_2 = \frac{U_{sa}\sqrt{2}}{\overline{U}_{d0}}\sin\omega_s t \qquad (7.2)$$

Deci, valorile unghiurilor de comandă vor varia după o lege sinus, dată între 30° și 150°, așa cum se arată în fig. 7.2, în care sunt prezentate și formele de undă ideale, ale tensiunii și curentului, pentru o sarcină rezistiv-inductivă, caz cel mai des întâlnit în practică.

Studiind semnul tensiunii și al curentului, deducem modul de funcționare al fiecărui grup, în regim de redresor sau de invertor.

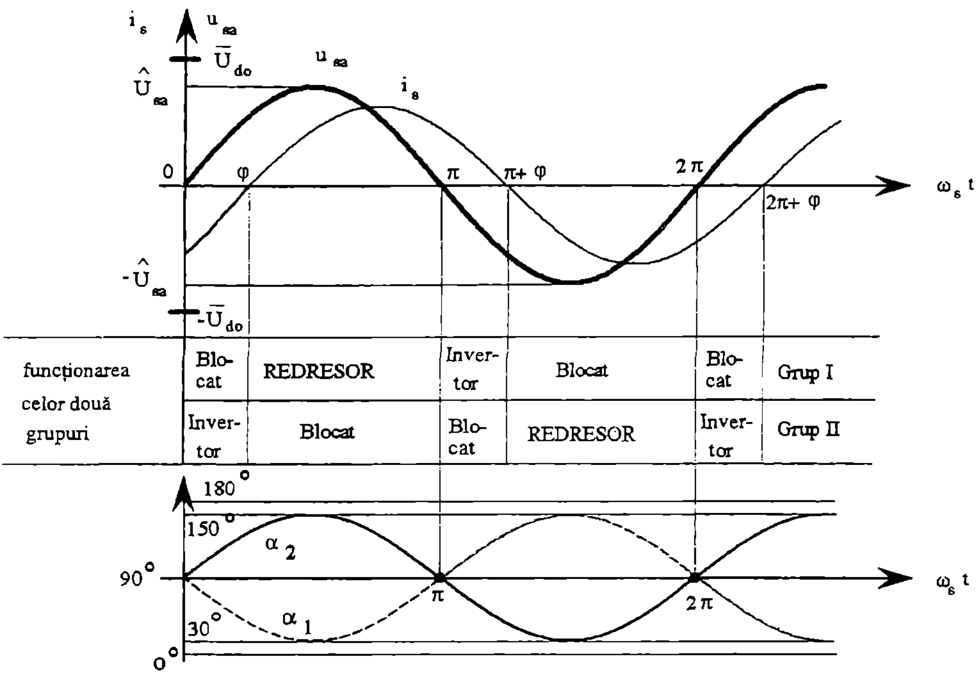


Fig. 7.2 Variația unghiurilor de comandă α_1 și α_2.

a) $u_{sa} > 0$ și $i_s > 0$ - grupul I funcționează ca redresor;
- întreruptoarele grupului II sunt blocate.

b) $u_{sa} < 0$ și $i_s > 0$ - grupul I funcționează ca invertor;
- întreruptoarele grupului II sunt blocate.

c) $u_{sa} < 0$ și $i_s < 0$ - grupul II funcționează ca redresor;
- întreruptoarele grupului I sunt blocate.

d) $u_{sa} > 0$ și $i_s < 0$ - grupul II funcționează în invertor;
- întreruptoarele grupului I sunt blocate.

Când sarcina este rezistivă, curentul și tensiunea sunt în fază.

Regimurile de funcționare corespund cazurilor a) și c). Comutația de la un grup la altul se face fără pauză de curent, așa cum se arată în fig. 7.3.

În exemplul dat în fig. 7.3, frecvența tensiunii la ieșire f_s este o cincime din frecvența tensiunii la intrare, f_e: $f_s = \frac{f_e}{5}$. Mai mult, valoarea tensiunii de ieșire este cea mai mare posibilă, deoarece unghiul de comandă al tiristoarelor este nul: $\alpha = 0$. Deci, valoarea tensiunii de ieșire poate fi modificată continuu, cu ajutorul unghiului de comandă.

Fig. 7.4 prezintă un exemplu de funcționare cu sarcină rezistivă la unghi de comandă constant, dar diferit de zero.

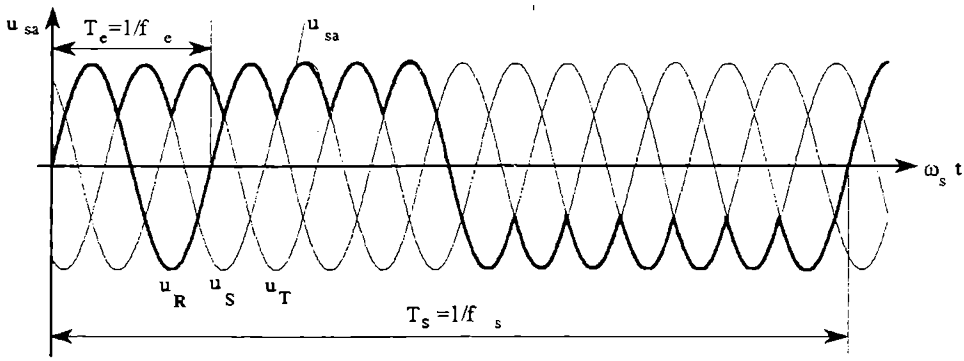


Fig. 7.3 Formele de undă la ieșirea din cicloconvertor, pentru o sarcină rezistivă și $\alpha = 0$.

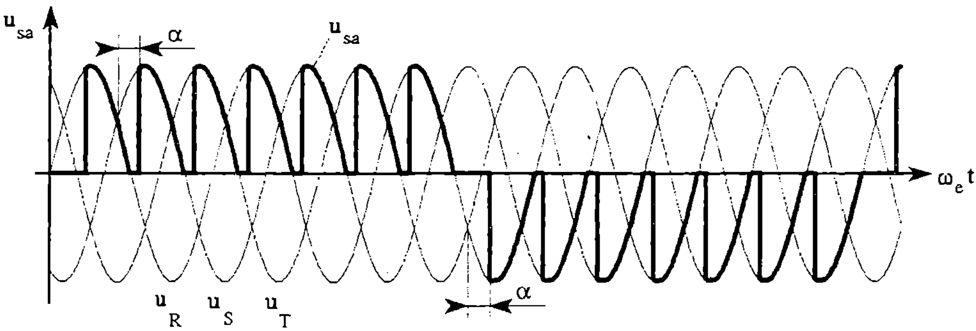


Fig. 7.4 Formele de undă la ieșirea din cicloconvertor, pentru o sarcină rezistivă și $\alpha \neq 0$.

Când sarcina nu este pur rezistivă, există un defazaj între tensiune și curentul la ieșire.

În timpul funcționării se regăsesc toate cazurile precedente: a), b), c) și d), așa cum se prezintă în fig. 7.5, care dă formele de undă la ieșirea cicloconvertorului pentru o sarcină inductivă, la un unghi de comandă nul.

Pentru valori constante ale unghiului de comandă, tensiunea la ieșire este de formă trapezoidală cu o ondulație suprapusă de frecvență pf_e (p = indice de pulsație).

Acesta este cazul cicloconvertoarelor cu $f_s = f_e/4 \ldots f_e/2$; pentru $f_s << f_e$ tensiunea la ieșire devine mai curând rectangulară. Această formă de undă are un conținut de armonici ridicat, ceea ce, pentru unele utilizări, este dezagreabil.

Variind cele două unghiuri de comandă, se poate obține o tensiune la ieșire care este o mai bună aproximare a sinusoidei, ea fiind formată totuși dintr-o succesiune de porțiuni de sinusoidă.

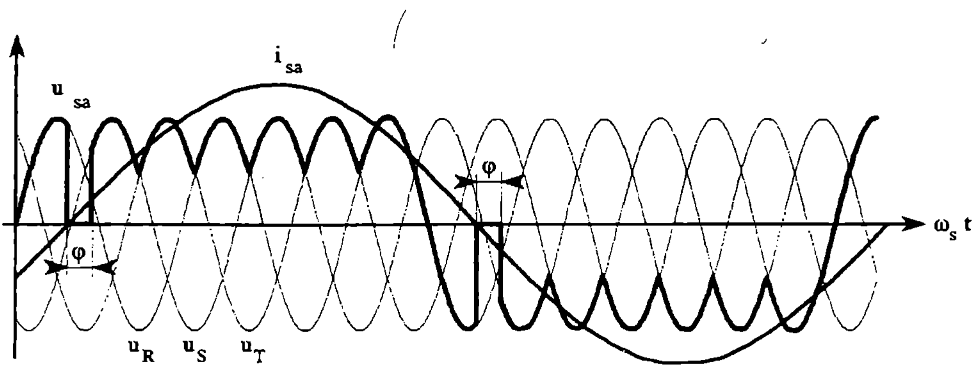


Fig. 7.5 Formele de undă la ieşirea din cicloconvertor pentru o sarcină inductivă şi $\alpha = 0$.

7.1.1 Determinarea unghiurilor de comandă α_1 și α_2

În relația (7.2) se introduce *coeficientul de reglaj al tensiunii:*

$$r = \frac{U_{sa}\sqrt{2}}{\overline{U}_{d0}} \tag{7.3}$$

Unghiurile de comandă se determină prin intersecția unei unde de referință u_r cu undele modulatoare u_m. Avem nevoie de o undă modulatoare pentru fiecare tiristor şi în plus pentru fiecare amorsare a fiecărui tiristor din cele două grupuri de comutație. Aceste unde modulatoare sunt jumătăți de sinusoidă cu originea timpului în punctul corespunzător unghiului de comandă nul al fiecărui tiristor, cu amplitudine egală cu $\overline{U}_{d0}$ şi cu frecvență $f_m = f_e$.

Pentru grupul I care permite trecerea semialternanțelor pozitive ale curentului, undele modulatoare sunt definite pentru $\omega_e t \in (0, \pi)$; deci, ele taie abscisa când descresc. Pentru grupul II care permite trecerea semialternanțelor negative ale curentului undele modulatoare sunt definite pentru $\omega_e t \in (\pi, 2\pi)$ şi taie abscisa când cresc. Unda de referință poate fi teoretic de orice formă periodică de frecvență $f_r = f_s$. Se utilizează de obicei o sinusoidă egală sau proporțională cu unda ideală u_{sa} pe care dorim să o obținem (fig. 7.6). Ceea ce obținem în realitate este o undă care are ca fundamentală sinusoida dorită. Tensiunea la ieşire este periodică numai atunci când raportul $\frac{f_m}{f_r} = \frac{f_e}{f_s}$ este un număr natural. Pentru a obține un factor de putere mai bun, se utilizează o referință trapezoidală (fig. 7.8).

7.1.2 Undă de referință sinusoidală

Fig. 7.6 prezintă toate cazurile posibile: intersecția undei de referință u_r pozitivă (fig. 7.6,a), sau negativă (fig. 7.6,b) cu unde modulatoare pentru tiristoarele grupului I (u_{m+}-trasat cu linie continuă) sau II (u_{m-}-trasat cu linie întreruptă).

Pe fiecare figură există două origini de timp: O_I pentru tiristorul grupului I și O_{II} pentru tiristorul grupului II. Unghiurile de comandă se măsoară în raport cu referința corespunzătoare. De exemplu, în fig. 7.6,a avem: $\alpha_1 = \omega_e t_1$ măsurat în raport cu O_I și $\alpha_2 = \omega_e t_2$ măsurat în raport cu O_{II}. Pentru determinarea prin calcul a acestor unghiuri de comadă, trebuie să se precizeze poziția originii undei de referință O în raport cu originile O_I sau O_{II}.

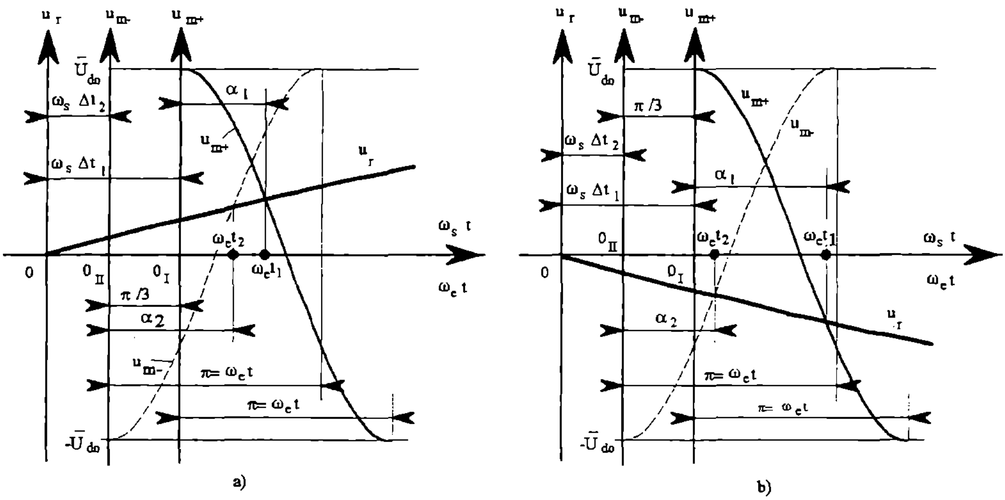


Fig. 7.6 Determinarea unghiurilor de comandă.

Pentru valori pozitive ale undei de referință, unghiurile α_1 și α_2 rezultă din ecuațiile:

$$U_{sa}\sqrt{2}\sin(\omega_s \Delta t_1 + \alpha_1) = \overline{U}_{d0}\cos\alpha_1 \quad \text{și} \quad U_{sa}\sqrt{2}\sin(\omega_s \Delta t_2 + \alpha_2) = -\overline{U}_{d0}\cos\alpha_2$$

care dau:

$$\alpha_1 = \arctan\frac{1 - r\sin\omega_s \Delta t_1}{r\cos\omega_s \Delta t_1} \quad \text{și} \quad \alpha_2 = \arctan\frac{1 + r\sin\omega_s \Delta t_2}{-r\cos\omega_s \Delta t_2} \tag{7.4}$$

Pentru valori negative ale undei de referință, unghiurile α_1 și α_2 rezultă din ecuațiile:

$$-U_{sa}\sqrt{2}\sin(\omega_s \Delta t_1 + \alpha_1) = \overline{U}_{d0}\cos\alpha_1 \quad \text{și} \quad -U_{sa}\sqrt{2}\sin(\omega_s \Delta t_2 + \alpha_2) = -\overline{U}_{d0}\cos\alpha_2$$

care dau:

$$\alpha_1 = \arctan\frac{1 + r\sin\omega_s \Delta t_1}{-r\cos\omega_s \Delta t_1} \quad \text{și} \quad \alpha_2 = \arctan\frac{1 - r\sin\omega_S \Delta t_2}{r\cos\omega_S \Delta t_2} \tag{7.5}$$

Dacă se introduce variabila:

$$s=\begin{cases}+1 & \text{dacă} \quad u_r \geq 0\\ -1 & \text{dacă} \quad u_r < 0\end{cases}$$

expresiile unghiurilor α_1 și α_2 devin:

$$\alpha_1 = \arctan\frac{1 - sr\sin\omega_s\Delta t_1}{sr\cos\omega_s\Delta t_1} \quad \text{și} \quad \alpha_2 = \arctan\frac{1 + sr\sin\omega_s\Delta t_2}{-sr\cos\omega_s\Delta t_2} \tag{7.6}$$

În fig. 7.7 se observă unda de tensiune la ieșire determinată în modul prezentat anterior, pentru cicloconvertorul cu $p = 3$ din fig. 7.1.

Analiza armonică făcută în literatură asupra tensiunii de ieșire arată că, în afara termenului sinusoidal dorit, de frecvență f_s, există încă două familii de armonici de frecvențe:

$$f_{n1} = 3(2k-1)f_e \pm 2k'f_s \quad \text{și} \quad f_{n2} = 6kf_e \pm (2k'+1)f_s \tag{7.7}$$

unde:

$k \in \mathrm{N}_-$ și $k' \in \mathrm{N}$.

Tensiunea la ieșirea cicloconvertoarelor cu p=6 nu conține decât armonicile de frecvențe: $f_{n2} = 6kf_e \pm (2k'+1)f_s$, iar a celor cu p=12 are încă și mai puține, adică numai armonicile de frecvențe: $f_{n3} = 12kf_e \pm (2k'+1)f_s$.

Amplitudinea armonicilor este din ce în ce mai mică cu cât k sau k' este din ce în ce mai mare. Deci, conținutul de armonici al tensiunii la ieșire depinde de indicele de pulsație p (forma de undă este mai bună când p este mai ridicat), de raportul f_s / f_e, de coeficientul de reglaj în tensiune r și de factorul de putere $\cos\varphi_s$ al sarcinii.

Limita impusă pentru raportul $f_{s\max} / f_e$ este determinată de efectul armonicilor de foarte joasă frecvență din tensiunea de ieșire. Aceste armonici produc curenți armonici în sarcină, limitați doar de rezistența acesteia. Deci, ei pot deveni importanți și diminua randamentul.

Se poate face un compromis: să se obțină o valoare mai ridicată a frecvenței $f_{s\max}$ în schimbul unui indice de pulsație mai mic.

După calculele prezentate în literatura de specialitate, pentru p=3, dacă se impune armonicii de frecvență $3f_e - 10f_s$ condiția: $3f_e - 10f_S \geq 2f_s$, vom avea, la limită $f_{s\max} = 0,25f_e$ și amplitudinea armonicii considerate este redusă la $3\%\overline{U}_{d0}$.

În fig. 7.7 se poate observa ușor cum curenții în fiecare tiristor au valori medii diferite.

Cu cât raportul $f_{s\max} / f_e$ este mai mare, cu atât ei sunt mai diferiți, și aceasta cu cât p este mai scăzut. Dacă $f_e / f_s \in N$ aceleași tiristoare sunt mereu suprasolicitate, dar nu putem ști dinainte care anume. Deci, trebuie alese toate tiristoarele pentru a face față acestei sarcini maxime. Unele tiristoare sunt astfel supradimensionate. Dacă $f_e / f_s \notin N$ sarcina va afecta pe rând fiecare tiristor.

În orice caz, utilizarea tiristoarelor nu este optimă. Cea mai bună valoare a raportului $f_{s\max} / f_e$ trebuie determinată pentru fiecare aplicație, ținând cont de caracteristicile sale.

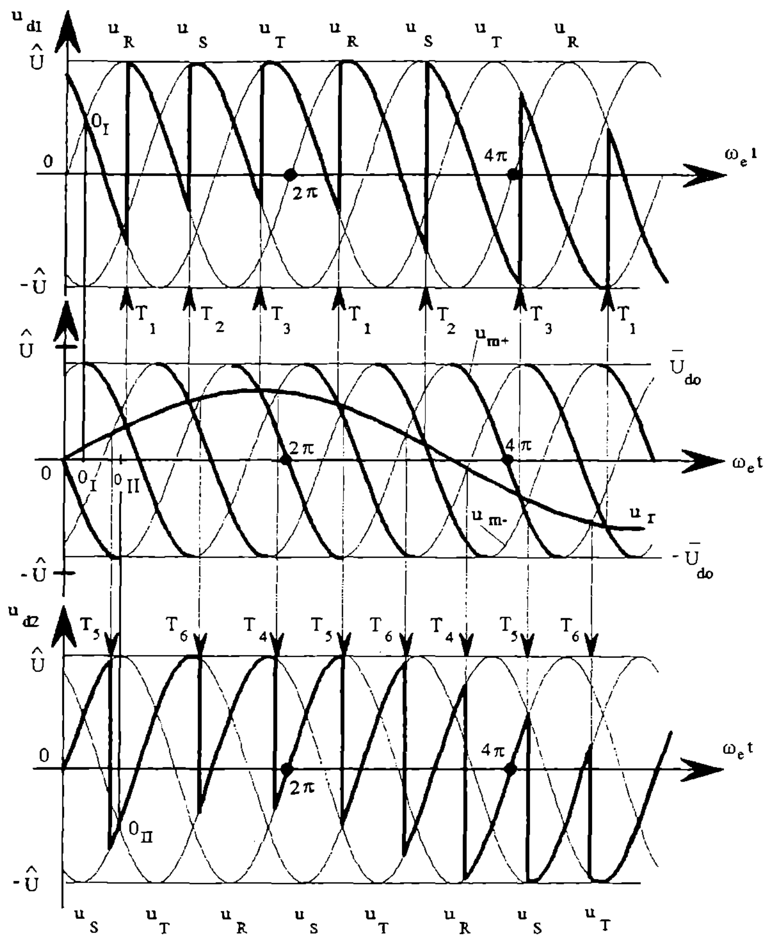


Fig. 7.7 Tensiunea la ieșire pentru cicloconvertorul cu p=3 și sarcină inductivă.

7.1.3 Undă de referință trapezoidală

La cicloconvertoarele cu undă de referință sinusoidală tiristoarele au în permanență un unghi de comandă $\alpha \neq 0$; deci, se consumă o cantitate de putere reactivă destul de mare. Pentru a diminua acest inconvenient și pentru ameliorarea coeficientului de utilizare al tiristoarelor, se renunță la unda de referință sinusoidală, dacă acest lucru nu este prea periculos pentru receptor.

O undă de referință trapezoidală cu un palier egal cu $\overline{U}_{d0}$ determină periodic funcționarea tiristoarelor cu $\alpha = 0$, deci cu un consum mai scăzut de putere reactivă. Unghiurile de comandă ale tiristoarelor sunt determinate într-un mod asemănător (fig. 7.8). Undele modulatoare pot rămâne cosinusoide, sau pot fi înlocuite cu alte funcții având același domeniu și codomeniu de variație.

Pentru un calcul mai uşor şi o intersecţie mai clară la nivelul de valoare $\overline{U}_{d0}$, o undă modulatoare liniară este foarte potrivită.

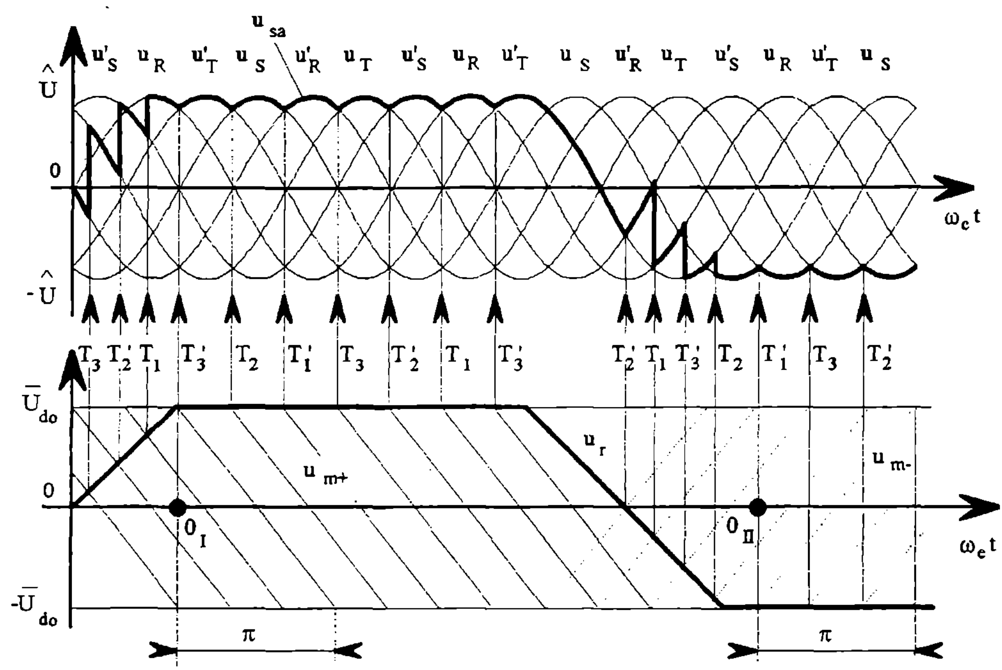


Fig. 7.8 Undă de referinţă trapezoidală pentru p=6 şi sarcină inductivă.

Cu undă de referinţă trapezoidală amplitudinea fundamentalei tensiunii la ieşire creşte de la $\overline{U}_{d0}\sqrt{2}$ la aproape $\frac{4}{\pi}\overline{U}_{d0}\sqrt{2}$ care este limita maximă, corespunzătoare unei unde de referinţă rectangulare. Simultan, amplitudinea tensiunii la ieşire rămâne constantă, ea neputând fi modificată. De aceea, în situaţiile în care nu este necesară variaţia amplitudinii tensiunii la ieşire sau aceasta se poate face prin variaţia tensiunii de intrare, se utilizează cicloconvertoare cu undă de referinţă trapezoidală.

De exemplu, dacă se utilizează cicloconvertorul alimentat printr-un alternator, tensiunea la ieşire este modificată prin acţionarea asupra excitaţiei alternatorului.

Un al doilea caz, propice pentru undă de referinţă trapezoidală, se întâlneşte dacă dorim creşterea puterii debitate de cicloconvertor. Crescând referinţa sinusoidală, ea depăşeşte $\overline{U}_{d0}$ şi o înlocuim cu o referinţă trapezoidală care prezintă un palier constant de valoare $\overline{U}_{d0}$, din ce în ce mai larg.

Deşi tensiunea la ieşire are un număr mare de armonici, scopul propus, acela de a micşora cantitatea de putere reactivă consumată, este atins. Pentru diferite pante ale segmentelor de urcare şi coborâre ale undei trapezoidale, se poate creşte cu 15% până la 25% puterea aparentă nominală a cicloconvertorului.

7.2 Cicloconvertoare trifazate

Un cicloconvertor trifazat este format din trei cicloconvertoare monofazate, deci din trei convertoare în patru cadrane (fig. 7.9). Cele trei cicloconvertoare trebuie să fie comandate astfel încât să se obțină la ieșire trei tensiuni de aceeași amplitudine și frecvență, dar defazate cu 120°.

Costul materialului necesar este destul de important: un mare număr de tiristoare (de cele mai multe ori 36), un transformator având o construcție complexă, o parte de control și de reglaj complicată. De aceea aceste cicloconvertoare se utilizează la puteri mari, pentru a alimenta motoare sincrone funcționând la frecvențe joase ($f_s \in (0...15)$Hz).

În acest mod, construcția mașinii poate fi mai simplă, cu un număr redus de perechi de poli.

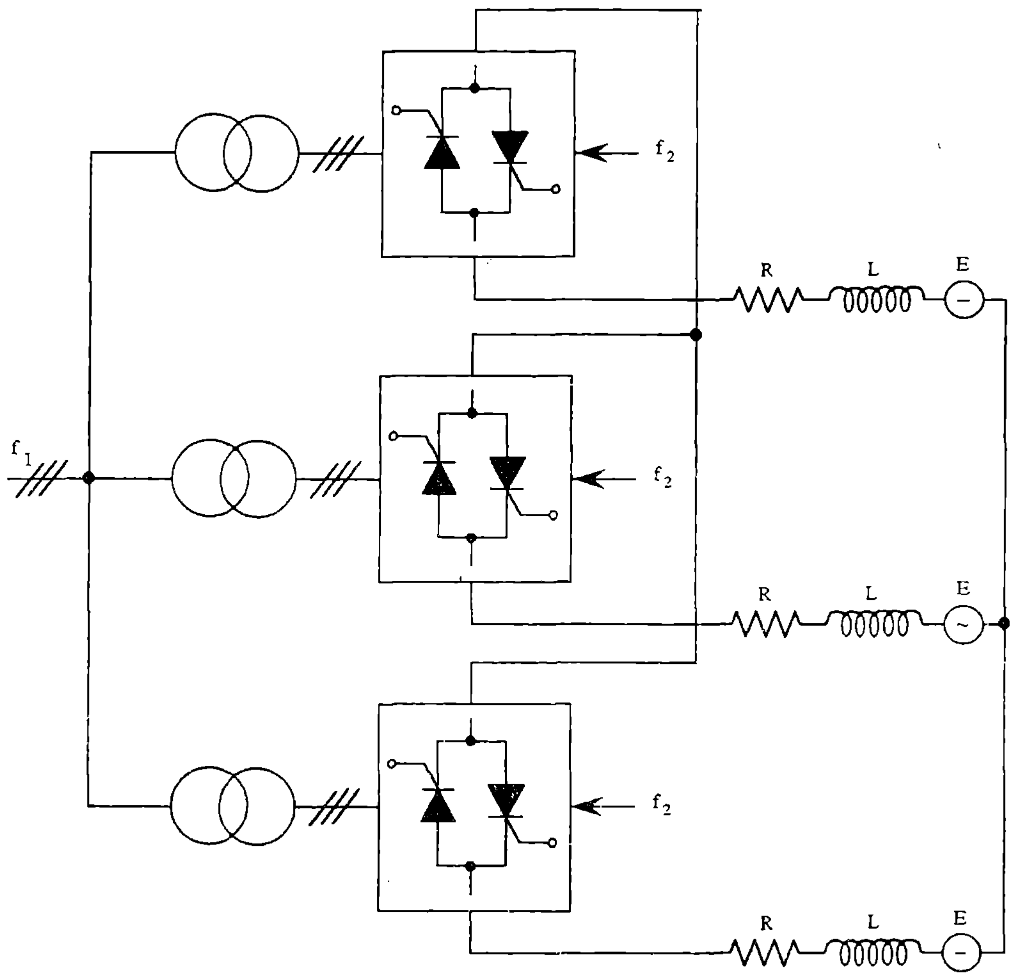


Fig. 7.9 Schema de principiu a unui cicloconvertor trifazat.

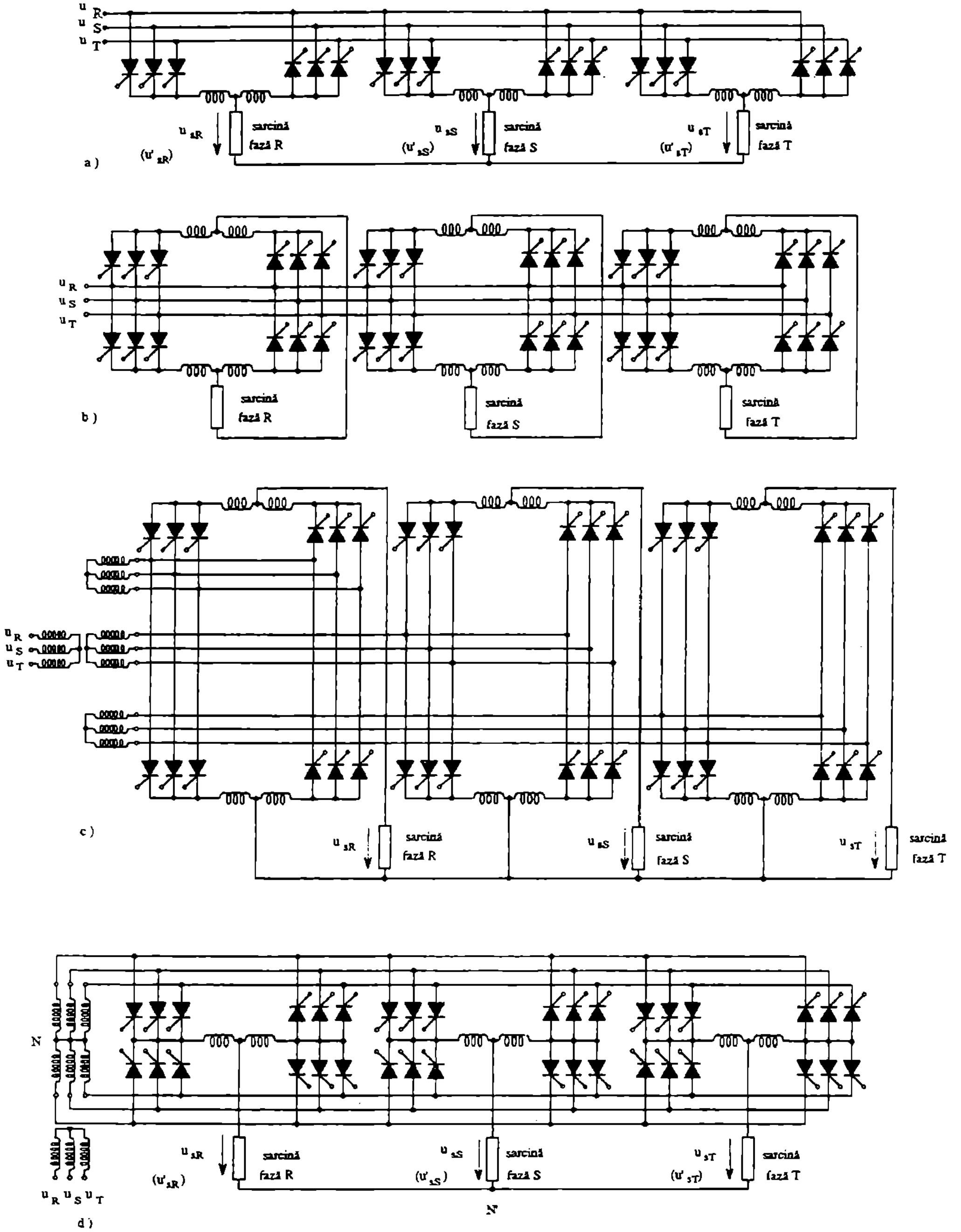


Fig. 7.10 Diferite montaje pentru cicloconvertoarele trifazate.

Dacă receptorul permite funcționarea cu fazele izolate, se pot alimenta cele trei cicloconvertoare cu un transformator cu un singur secundar, sau dacă tensiunea rețelei este potrivită, se poate chiar suprima transformatorul (fig. 7.10,a).

De obicei, cele trei faze ale receptorului sunt legate în stea sau în triunghi. Dacă receptorul este mai puțin pretențios și permite alimentarea cu o tensiune cu 3 pulsuri, se suprimă conductorul neutru. Sursa este fie un transformator cu un singur secundar, fie rețeaua (fig. 7.10,a).

Dacă receptorul este în stea, tensiunile pe fiecare fază sunt:

$$\begin{aligned} u'_{sR} &= u_{sR} - \frac{1}{3}(u_{sR} + u_{sS} + u_{sT}) \\ u'_{sS} &= u_{sS} - \frac{1}{3}(u_{sR} + u_{sS} + u_{sT}) \\ u'_{sT} &= u_{sT} - \frac{1}{3}(u_{sR} + u_{sS} + u_{sT}) \end{aligned} \tag{7.8}$$

unde u_{sR}, u_{sS}, u_{sT} sunt tensiunile obținute cu punctele neutre (ale sursei și receptorului) legate și $u'_{sR}, u'_{sS}, u'_{sT}$ sunt tensiunile obținute cu punctele neutre (ale sursei și receptorului) izolate.

Dacă receptorul este în triunghi, tensiunile la ieșire sunt:

$$\begin{aligned} u'_{sRS} &= u'_{sR} - u'_{sS} = \frac{1}{3}(u_{sR} + u_{sS} + u_{sT}) - u'_{sT} \\ u'_{sST} &= u'_{sS} - u'_{sT} = \frac{1}{3}(u_{sR} + u_{sS} + u_{sT}) - u'_{sR} \\ u'_{sTR} &= u'_{sT} - u'_{sR} = \frac{1}{3}(u_{sR} + u_{sS} + u_{sT}) - u'_{sS} \end{aligned} \tag{7.9}$$

Pentru montajele cu 6 pulsuri transformatorul este obligatoriu, deoarece cele trei grupuri de câte două punți trebuie izolate. Este mai simplu să avem un transformator cu trei secundare, în loc de trei transformatoare identice (fig. 7.10,c). O variantă cu un transformator mai simplu este cea din fig. 7.10,d. Dacă N și N′ sunt legate, tensiunile la ieșire sunt u_{SR}, u_{SS}, u_{ST}.

În caz contrar, ele sunt date de relația (7.8). În acest ultim montaj, inductanțele destinate pentru limitarea curentului de circulație (dacă acesta există) sunt de 3-4 ori mai mici.

Tensiunile la ieșire obținute cu toate aceste montaje nu conțin armonici de frecvență nulă sau multiplu de $3f_S$.

7.3 Multiplicatoare de frecvență

Pentru a obține o tensiune la ieșire de frecvență superioară celei de intrare ($f_S = kf_e$), trebuie să avem mai multe tensiuni de alimentare, astfel încât acestea să formeze k perioade ale tensiunii de ieșire, pentru o perioadă a tensiunilor de intrare, așa cum se arată în fig. 7.11. Fiecare perioadă a tensiunii la ieșire se obține cu un grup de două tiristoare montate în antiparalel, plecând de la două tensiuni de intrare defazate ca în fig. 7.11.

Trebuie evitată conducția simultană a celor două tiristoare, adică scurtcircuitul celor două surse de tensiune de intrare.

De aceea, unghiul de comandă al fiecărui tiristor, măsurat de la începutul semiperiodei în timpul căreia el va conduce, este limitat la $\psi \in \left(\pi - \frac{\pi}{k}, \pi\right)$.

Fig. 7.11,a prezintă cazul sarcinii rezistive.

Tiristorul se blochează la trecerea prin zero a tensiunii, care corespunde trecerii prin zero a curentului. În fig. 7.11,b, curentul și tensiunea la ieșire sunt defazate.

Din cauza sarcinii rezistiv-inductive, curentul nu are variații bruște la amorsarea tiristorului și acesta ramâne în stare de conducție și după trecerea prin zero a tensiunii, un timp necesar ca energia acumulată în câmpul magnetic al sarcinii să fie disipată.

Unghiul minim de amorsare depinde de factorul de calitate al sarcinii Q, $\left(Q = \frac{L\omega}{R}\right)$ și variază între $\left(\pi - \frac{\pi}{k}\right)$ și $\left(\pi - \frac{\pi}{2k}\right)$, pentru $Q \in (0, \infty)$.

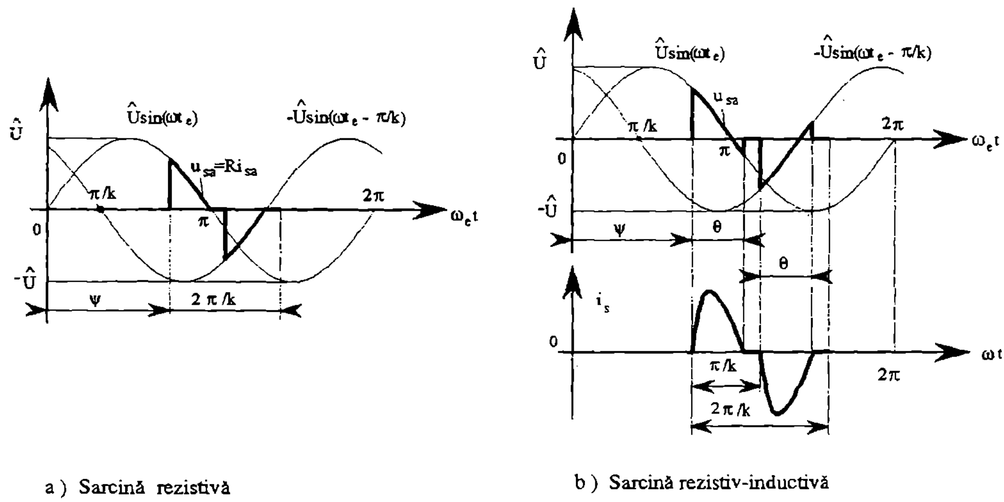


Fig. 7.11 Principiul multiplicatoarelor de frecvență.

7.3.1 Multiplicatoare de frecvență printr-un număr impar (k=2q+1)

Fig. 7.12 prezintă montajul pentru k=3 și tensiunile de intrare și ieșire pentru o sarcină rezistivă. S-au înscris aceleași valori caracteristice ca în fig. 7.11, dar pentru cazul în care k=3.

Se observă că, pentru a obține o tensiune monofazată la ieșire, de frecvență de k ori mai mare și de valoare efectivă variabilă în domeniul $\left(0, \hat{U}_e\sqrt{\frac{1}{2} - \frac{k}{2\pi}\sin\frac{2\pi}{k}}\right)$, sunt necesare k tensiuni defazate cu $2\pi/k$ și k perechi de tiristoare.

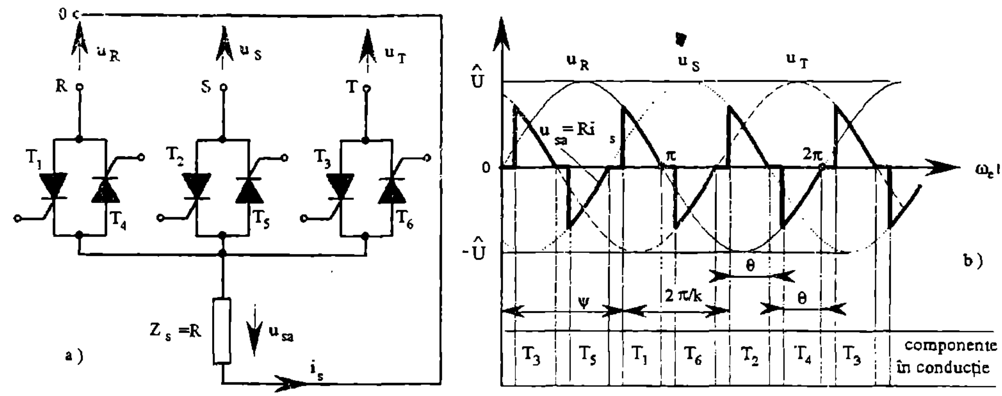


Fig. 7.12 Multiplicator de frecvență printr-un număr impar:
a) schema; b) formele de undă.

Pentru o ieșire n-fazată, trebuie de n ori mai multe tiristoare și tensiuni la intrare defazate cu $2\pi/nk$.

7.3.2 Multiplicatoare de frecvență printr-un număr par (k=$2q$)

Fig. 7.13 prezintă montajul pentru k=2, tensiunile la intrare și la ieșire pentru o sarcină rezistivă.

S-au înscris aceleași valori caracteristice, ca în fig. 7.11, dar pentru k=2.

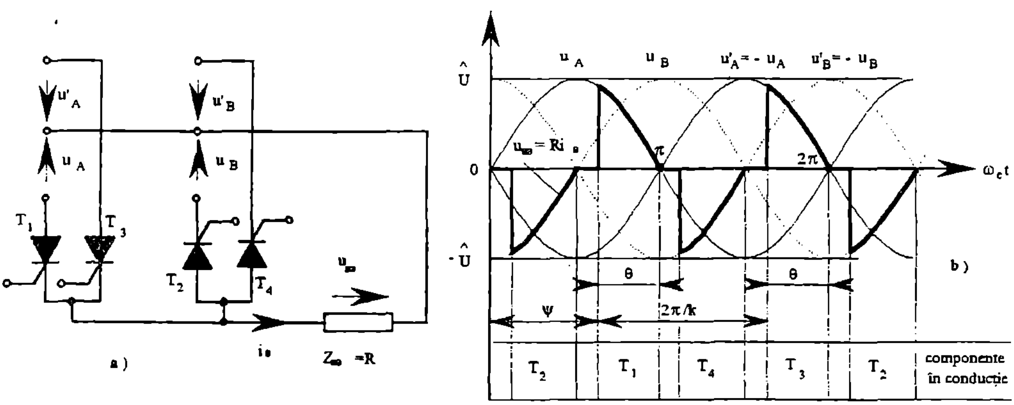


Fig. 7.13 Multiplicator de frecvență printr-un număr par:
a) schema; b) formele de undă.

Se observă că pentru o tensiune la ieşire monofazată avem nevoie în permanenţă de k tensiuni defazate cu π/k, de k perechi de tiristoare, dar şi de k tensiuni în opoziţie de fază cu primele.

În final, avem $2k$ tensiuni de intrare defazate cu π/k.

Pentru o ieşire n- fazată, trebuie de n ori mai multe tiristoare şi de tensiuni de intrare defazate cu π/nk.

7.3.3 Multiplicatoare de frecvenţă printr-un număr fracţionar

Fig. 7.14 prezintă montajul pentru k=3/2, tensiunile la intrare şi ieşire pentru o sarcină rezistivă.

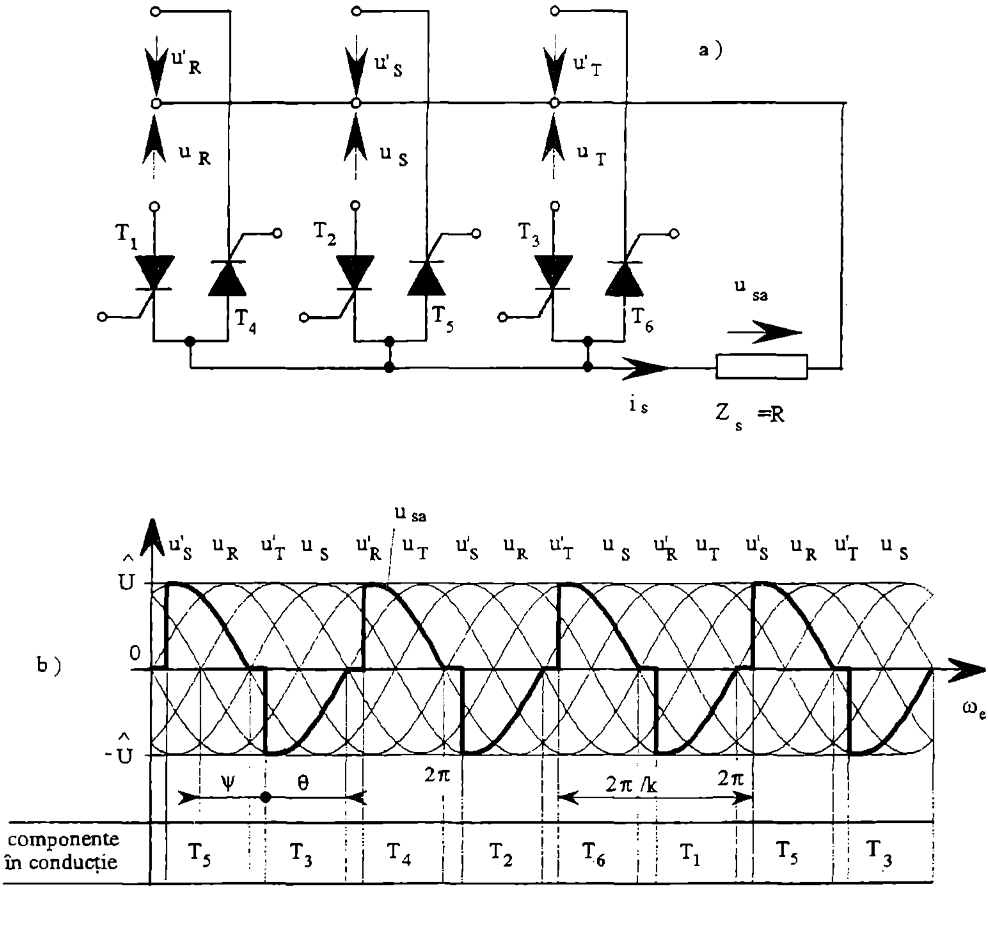


Fig. 7.14 Multiplicatorul de frecvenţă printr-un număr fracţionar: N=3; D=2
a) schema; b) formele de undă.

S-au înscris aceleași valori caracteristice cu cele din fig. 7.11, dar pentru $k=3/2$. Se observă că, dacă $k = N / D$, $(D, N \in N_+)$ avem nevoie de N tensiuni defazate cu π/N și de N perechi de tiristoare pentru o tensiune la ieșire monofazată, dar și de N tensiuni în opoziție de fază cu primele.

În final, avem $2N$ tensiuni de intrare defazate cu π/N. Tiristoarele sunt amorsate la intervale regulate de $D\pi / N$.

Deci, cu același montaj și aceleași tensiuni se poate obține un factor de multiplicare diferit, modificându-se frecvența și momentul de comandă al tiristoarelor.

8

CHOPPERELE (VARIATOARELE DE TENSIUNE CONTINUĂ-VTC)

8.1 Generalități. Clasificare

Chopperele (fig. 8.1) sunt convertoare continuu-continuu, utilizate pentru alimentarea sarcinii cu curent continuu, sub tensiune reglabilă.

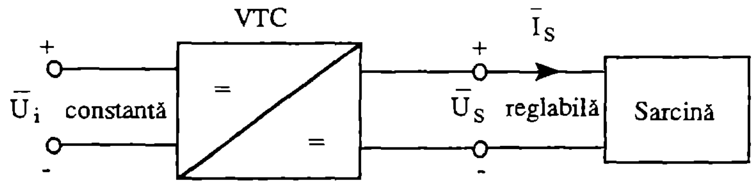


Fig. 8.1 Chopper (VTC).

Chopperul se intercalează între sursa de tensiune continuă constantă U_i și sarcina care necesită la bornele sale o tensiune de valoare medie $\overline{U_S}$ reglabilă.

Chopperele (VTC) sunt convertoare cu comutație comandată. Componentele semiconductoare utilizate în partea de forță sunt tiristoare, tiristoare GTO, tranzistoare bipolare, MOSFET sau IGBT. Intrarea în conducție, ca și blocarea componentelor, se realizează la momente bine precizate, definite prin comandă. Dacă VTC este construit cu tiristoare, spunem că tiristoarele au o comutație forțată, deoarece trebuie utilizat pentru blocarea lor un circuit auxiliar special de stingere (fig. 8.2).

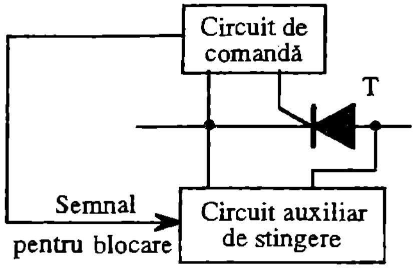


Fig. 8.2 Tiristorul cu circuitele sale de comandă şi de stingere.

De obicei, chopperele sunt utilizate pentru variaţia şi reglajul vitezei maşinilor electrice de curent continuu, care lucrează în domeniul tracţiunii electrice (trenuri, troleibuze, vehicule alimentate de la baterii).

Avantajele chopperelor în raport cu alte tehnici de reglaj ale tensiunii continue sunt:

- randamentul ridicat;
- inerţie redusă;
- absenţa contactelor electrice alunecătoare.

Deseori, găsim chopperele ca sursă de alimentare cu tensiune reglabilă pentru invertoare. De asemenea, ele sunt răspândite şi în domeniul sudurii electrice.

Chopperele se construiesc pentru puteri cuprinse între zeci şi milioane de watt. Uzual, frecvenţa de comutaţie este cuprinsă între 100Hz şi 1kHz, dar sunt şi choppere construite la 10kHz, sau mai mult.

Clasificarea se poate face după mai multe criterii:

- după raportul între tensiunea la ieşire şi tensiunea la intrare:
  - chopper coborâtor (STEP DOWN converter) sau chopper serie (BUCK converter), pentru care tensiunea la ieşire este mai mică, cel mult egală, cu tensiunea la intrare;
  - chopper ridicător (STEP UP converter) sau chopper paralel (BOOST converter), pentru care tensiunea la ieşire este superioară, cel puţin egală, cu tensiunea la intrare;
  - chopper coborâtor-ridicător (STEP DOWN/UP) sau chopper serie-paralel (BUCK-BOOST converter) pentru care tensiunea la ieşire poate fi mai mică sau mai mare decât cea de la intrare.
- după cadranul planului $\left(\overline{U}_S, \overline{I}_S\right)$ în care funcţionează (fig. 8.3):
  - chopper pentru un cadran: furnizează sarcinii doar: $+\overline{U}_S$; $+\overline{I}_S$;
  - chopper pentru două cadrane: furnizează sarcinii $\pm\overline{U}_S$ şi $+\overline{I}_S$ sau $+\overline{U}_S$ şi $\pm\overline{I}_S$;
  - chopper pentru patru cadrane: furnizează sarcinii $\pm\overline{U}_S$ şi $\pm\overline{I}_S$.
- după modul de transfer al energiei:
  - chopper cu legătură directă, când nu există element de stocare a energiei între intrare şi ieşire;
  - chopper cu legătură indirectă (sau cu acumulare), când există un element de stocare a energiei între intrare şi ieşire.

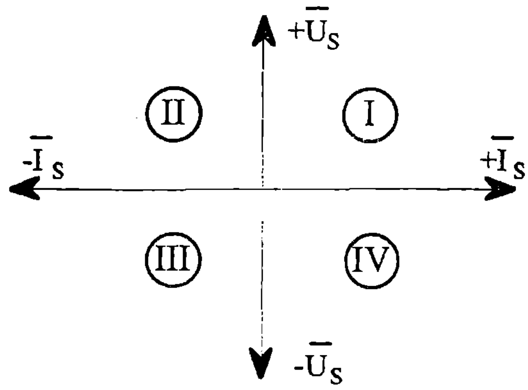


Fig. 8.3 Planul $(\overline{U}_S, \overline{I}_S)$.

8.2 Choppere (VTC) pentru un cadran

8.2.1 Chopperul coborâtor (serie)

Schema principală a chopperului coborâtor (serie) este arătată în fig. 8.4.

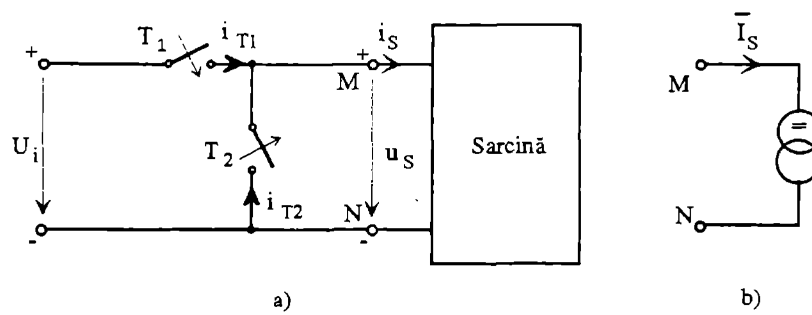


Fig. 8.4 Chopper coborâtor (serie): a) schema; b) sarcina.

Acesta este construit din 2 întreruptoare T_1 și T_2 care funcționează complementar. Când T_1 se închide, T_2 se deschide și invers. T_2 este calea prin care trece curentul i_S, când T_1 este deschis.

Sursa care furnizează tensiunea U_i este considerată sursă de tensiune (cu impedanță internă nulă). Funcționarea schemei din fig. 8.4 va fi explicată pentru cazul sarcinii - receptor de curent (fig. 8.4,b)

Când T_1 este închis în timpul t_c, $u_S = U_i$ şi $i_S = i_{T1} = \overline{I}_S$; T_2 este deschis, deci $i_{T2} = 0$. Când T_1 se deschide şi T_2 se închide: $u_S = 0$, $i_{T2} = \overline{I}_S$; $i_{T1} = 0$. Formele de undă sunt date în fig. 8.5.

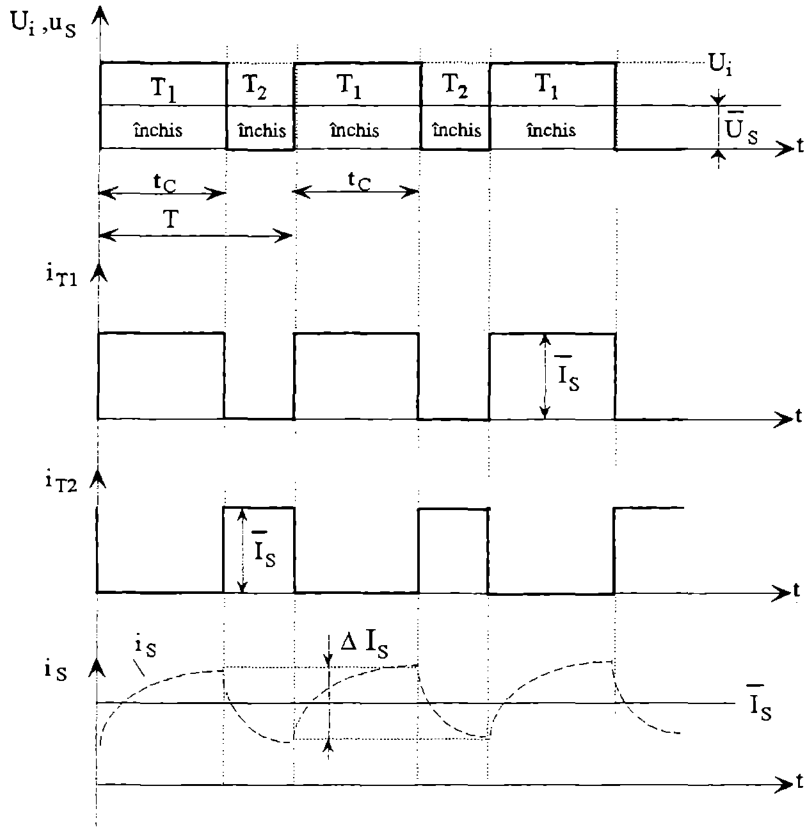


Fig. 8.5 Formele de undă pentru chopperul coborâtor din fig. 8.4.

Se observă că tensiunea de intrare este decupată (choppată) de cele două întreruptoare T_1 şi T_2. Întreruptorul principal T_1 este în serie cu sarcina.

Valoarea medie a tensiunii la ieşire $\overline{U}_S$ este:

$$\overline{U}_S = \frac{1}{T}\int_0^{t_c} U_i \mathrm{d}t = U_i \frac{t_c}{T} = U_i t_c^* \tag{8.1}$$

cu: $t_c^* = \frac{t_c}{T}$; t_c-durata de închidere a lui T_1; T - perioada.

t_c^* este numit factor de umplere; $t_c^* \in (0,1)$ face să varieze $\overline{U}_S$ de la 0 la U_i.

Relaţia (8.1) arată că, dacă conducţia este continuă, există o dependenţă liniară între tensiunea de intrare U_i şi tensiunea la ieşire $\overline{U}_S$, independentă de curentul de sarcină.

Curentul $\bar{I}_S$ este perfect neted. Caracteristica ideală $\bar{U}_S / U_i = f(t_c^*)$ este prezentată în fig. 8.6. În realitate, din cauza imperfecțiunii sarcinii, curentul i_S (desenat cu linie punctată pe fig. 8.5) are o odulație ΔI_S.

Modul de funcționare arată că T_1 trebuie să fie un întreruptor cu închidere și deschidere comandată, dar T_2 poate fi un întreruptor cu comutație spontantă, urmând comutației lui T_1.

Pentru întreruptorul T_1 se utilizează un tranzistor bipolar, un MOSFET, un IGBT, un tiristor normal, sau un GTO. T_2 este o diodă de regim liber (DRL).

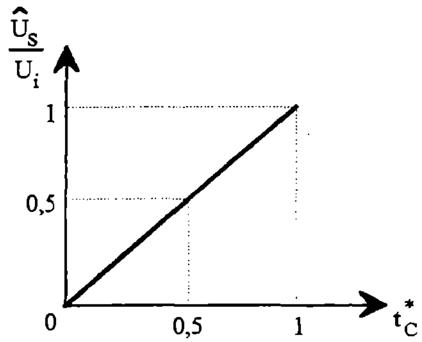


Fig. 8.6 Caracteristica ideală a chopperului coborâtor (serie).

8.2.1.1 Funcționarea cu sarcină RL

Schema din fig. 8.7,a, pentru chopperul coborâtor funcționând cu sarcină RL (fig. 8.7,b) utilizează ca întreruptor T_1 un tranzistor bipolar de putere; T_2 este dioda DRL. În timpul conducției tranzistorului T_1, dioda DRL este blocată, deoarece ea primește pe catod "plusul" sursei:

$$u_S = U_i = Ri_S + L\frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}t} \qquad \text{deoarece:} \quad i_{T1} = i_S \tag{8.2}$$

Soluția $i_S(t)$ conține un termen forțat i_f și un termen liber i_l:

$$i_S(t) = i_f(t) + i_l(t) = \frac{U_i}{R} + k\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \tag{8.3}$$

cu k constantă de integrare și $\tau = \frac{L}{R}$ constanta de timp a sarcinii; k se află din condiția inițială:

$$i_S(0) = I_{S\min} = \frac{U_i}{R} + k \Rightarrow k = I_{S\min} - \frac{U_i}{R}$$

și rezultă:

$$i_{T1}(t) = i_S(t) = \frac{U_i}{R} + \left(I_{S\min} - \frac{U_i}{R}\right)\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \tag{8.4}$$

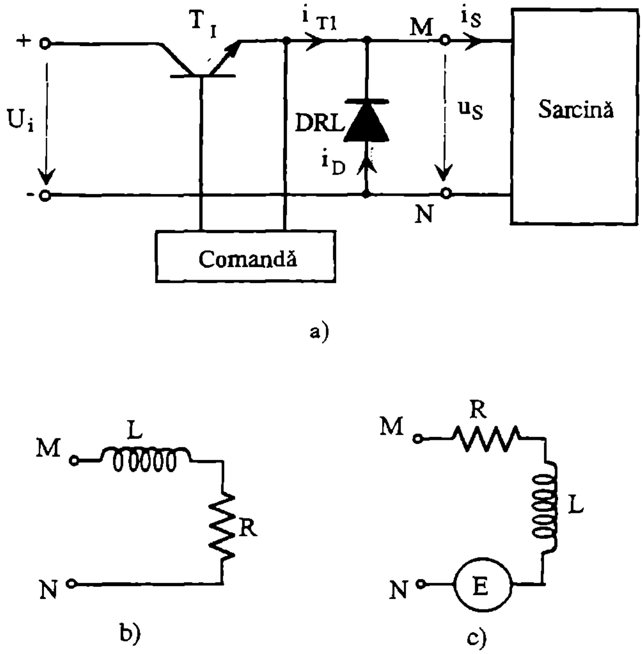


Fig. 8.7 Chopperul coborâtor (serie):
a) schema electrică; b) sarcina RL; c) sarcina RLE.

Când tranzistorul T_1 se blochează, la sfârşitul duratei t_c, dioda DRL intră în conducţie din cauza energiei magnetice acumulate în inductanţa L a circuitului şi curentul $i_S = i_D$ este obţinut din ecuaţia:

$$u_S = 0 = Ri_S + L\frac{di_S}{dt} \tag{8.5}$$

Soluţia este de forma:

$$i_D = i_S = I_{S\max} e^{-\left(\frac{t-t_c}{\tau}\right)} \tag{8.6}$$

cu:

$$I_{S\max} = i_{T1}(t_c) = \frac{U_i}{R} + \left(I_{S\min} - \frac{U_i}{R}\right)e^{-\frac{t_c}{\tau}} \tag{8.7}$$

Din condiţia de continuitate a curentului rezultă:

$$i_D(t_c) = I_{S\max} \tag{8.8}$$

$$i_D(T) = I_{S\min} = \left[\frac{U_i}{R} + \left(I_{S\min} - \frac{U_i}{R}\right)e^{-\frac{t_c}{\tau}}\right]e^{-\frac{T-t_c}{\tau}} \tag{8.9}$$

Din relația (8.9) se obține:

$$I_{S\min} = \frac{U_i}{R} e^{-\frac{T}{\tau}} \frac{e^{\frac{t_C}{\tau}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \tag{8.10}$$

și înlocuind pe (8.10) în (8.7), avem:

$$I_{S\max} = \frac{U_i}{R} \frac{1 - e^{-\frac{t_C}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} = \frac{U_i}{R} \frac{1}{e^{\frac{t_C}{\tau}}} \frac{e^{\frac{t_C}{\tau}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \tag{8.11}$$

Dacă $I_{S\min} > 0$, conducția este continuă și formele de undă sunt prezentate în fig. 8.8.

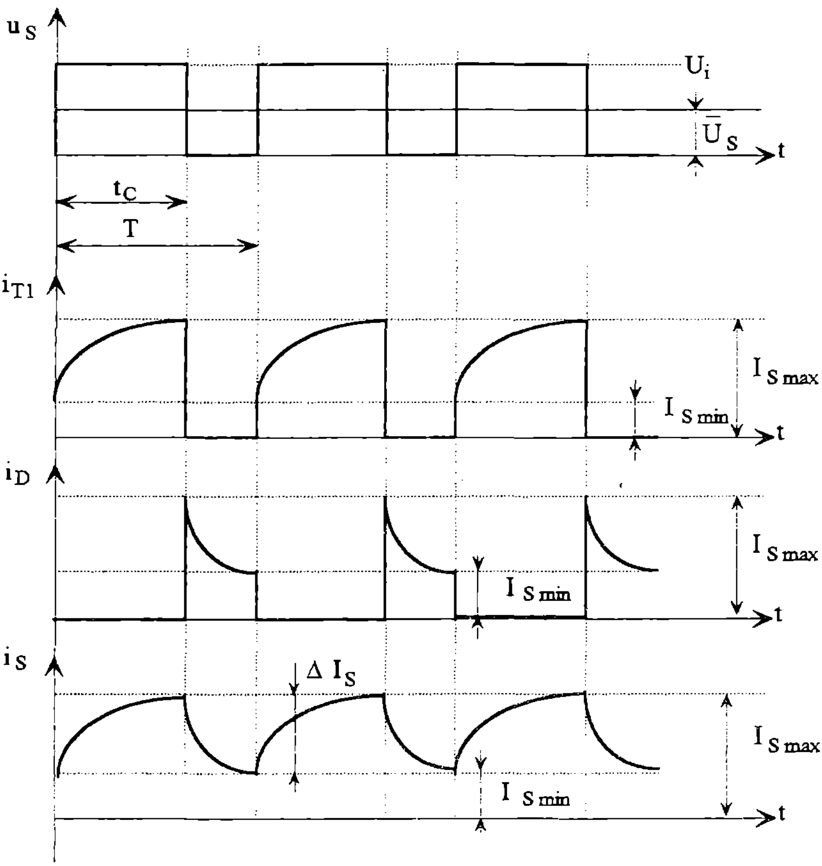


Fig. 8.8 Formele de undă pentru chopperul coborâtor din fig. 8.7,a cu sarcina din fig. 8.7,b; regim de conducție continuă.

Ondulația curentului este:

$$\Delta I_S = I_{S\max} - I_{S\min} = \frac{U_i}{R}\frac{e^{\frac{t_c}{\tau}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}\left(e^{-\frac{t_c}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}\right) \tag{8.12}$$

Valoarea maximă a ondulației se obține din:

$$\frac{d(\Delta I_S)}{dt_c} = 0 \Rightarrow t_c = \frac{T}{2} \tag{8.13}$$

Înlocuind această valoare în relația (8.12):

$$(\Delta I_S)_{\max} = \frac{U_i}{R}\frac{e^{\frac{T}{2\tau}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}\left(e^{-\frac{T}{2\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}\right) \tag{8.14}$$

Pentru a studia variația lui $(\Delta I_S)_{\max}$ cu caracteristicile schemei, se înlocuiește succesiv în relația (8.14) se fac succesiv următoarele notații: $T/2\tau = x$ și $e^{-x} = u$. Rezultă astfel:

$$\frac{(\Delta I_S)_{\max}}{\frac{U_i}{R}} = \frac{1-u}{1+u} \tag{8.15}$$

Relația (8.15) arată că $(\Delta I_S)_{\max}$ scade odată cu creșterea lui u. Dar $u = \frac{1}{e^x}$. Astfel, u crește dacă x scade:

$$x = \frac{T}{2\tau} = \frac{\frac{1}{f}}{2\frac{L}{R}} = \frac{R}{2fL} \tag{8.16}$$

Deci, x scade dacă f, sau L, sau amândouă, cresc. Valoarea lui L poate fi mărită prin legarea în serie a unei inductanțe de netezire L_f. Soluția este limitată de gabaritul și de costurile ridicate ale inductanței L_f, pentru valori mari. Deoarece f reprezintă frecvența de comutație a componentelor semiconductoare, trebuie să alegem componente performante, care pot funcționa la frecvențe de comutație ridicate. Frecvența este însă limitată, la rândul său, de pierderile în comutație.

Pulsația ΔI_S (fig. 8.8) poate fi dedusă și dintr-un calcul foarte simplu, dar aproximativ: căderea de tensiune u_L la bornele inductanței L (fig. 8.7,a și b) este:

$$u_L = U_i - \overline{U}_S = L\frac{di_S}{dt} \cong L\frac{\Delta I_S}{\Delta t} \tag{8.17}$$

unde s-au înlocuit diferențialele cu diferențe finite:

Dar: $$\Delta t = t_c,\ \text{deci}\ \Delta I_S = t_c\frac{U_i - \overline{U}_S}{L} \tag{8.18}$$

cu: $$\overline{U}_S = \frac{t_c}{T} U_i \text{, vom avea:} t_c = T\frac{\overline{U}_S}{U_i} \tag{8.19}$$

Relația (8.18) cu (8.19) devine:

$$\Delta I_S = T\frac{\overline{U}_S}{U_i}\cdot\frac{U_i-\overline{U}_S}{L} = \frac{1}{fL}\overline{U}_S\left(1-\frac{\overline{U}_S}{U_i}\right) \tag{8.20}$$

Concluziile sunt aceleași cu cele date de relațiile (8.14) și (8.16).

8.2.1.2 Funcționarea cu sarcină RLE

Chopperul serie din fig. 8.7,a alimentează sarcina din fig. 8.7,c. Funcționarea poate fi în conducție continuă sau discontinuă.

a) Regimul conducției continue

În intervalul de conducție t_c al tranzistorului T_1, tensiunea U_i se aplică sarcinii. Când tranzistorul se blochează, dioda DRL conduce. Formele de undă sunt identice cu cele din fig. 8.8.

În timpul conducției lui T_1 se poate scrie:

$$U_i = Ri_S + L\frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}t} + E \tag{8.21}$$

Ecuația (8.21) se rezolvă la fel ca ecuația (8.2):

$$U_i - E = Ri_S + L\frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}t} \Rightarrow i_S(t) = i_f(t) + i_l(t)$$

$$i_S(t) = \frac{U_i - E}{R} + k\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}t} \tag{8.22}$$

$$i_S(0) = I_{S\min} \Rightarrow k = I_{S\min} - \frac{U_i - E}{R}$$

deci:

$$i_S(t) = i_{T1}(t) = \frac{U_i - E}{R} + \left(I_{S\min} - \frac{U_i - E}{R}\right)\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}t} \tag{8.23}$$

T_1 blocat la t_c, DRL conduce, astfel: $i_S(t) = i_D(t)$, deci, ecuația circuitului este:

$$0 = Ri_S + L\frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}t} + E \Rightarrow -E = Ri_S + L\frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}t}$$

$$i_S = i_{Sf} + i_{Sl} = -\frac{E}{R} + k_1\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}t} \tag{8.24}$$

$$i_S(t_c) = I_{S\max} \Rightarrow k_1 = \left(I_{S\max} + \frac{E}{R}\right)\mathrm{e}^{\frac{R}{L}t}$$

Rezultă de aici:

$$i_S(t)=i_D(t)=-\frac{E}{R}+\left(I_{S\max}+\frac{E}{R}\right)\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}(t-t_c)} \tag{8.25}$$

Valorile $I_{S\max}$ şi $I_{S\min}$ se obţin scriind condiţiile de continuitate ale curentului la momentele t_c şi T:

$$\begin{aligned} i_{T1}(t_c)&=I_{S\max}\\ i_D(t_c)&=I_{S\min} \end{aligned} \tag{8.26}$$

de unde:

$$I_{S\max}=\frac{U_i-E}{R}+\left(I_{S\min}-\frac{U_i-E}{R}\right)\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}t_c} \tag{8.27}$$

$$I_{S\min}=-\frac{E}{R}+\left(I_{S\max}+\frac{E}{R}\right)\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}(T-t_c)} \tag{8.28}$$

Relaţiile (8.27) şi (8.28) reprezintă un sistem de ecuaţii în $I_{S\max}$ şi $I_{S\min}$. Se obţine:

$$I_{S\max}=-\frac{E}{R}+\frac{U_i}{R}\cdot\frac{1-\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}t_c}}{1-\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}T}} \tag{8.29}$$

$$I_{S\min}=-\frac{E}{R}+\frac{U_i}{R}\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}T}\,\frac{\mathrm{e}^{\frac{R}{L}t_c}-1}{1-\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}T}} \tag{8.30}$$

Pentru intervalul de timp $(0,T)$, valoarea medie a tensiunii $\overline{U_S}$ este:

$$\overline{U_S}=\frac{t_c}{T}U_i=t_c^*U_i \tag{8.31}$$

Tensiunea la ieşire este independentă de curentul de sarcină $\overline{I}_S$ şi variază liniar în raport cu tensiunea la intrare U_i.

b) Regimul conducţiei discontinue

Regimul conducţiei discontinue intervine când curentul i_S se anulează în intervalul (t_c,T) la momentul t_d, deci înainte ca tranzistorul T_1 să fie comandat pentru a deveni conductor (fig. 8.9).

Formele de undă sunt ilustrate în fig. 8.9. Valoarea $E=E_l$ care caracterizează limita conducţiei continue, se obţine din relaţia (8.30) cu $I_{S\min}=0$:

$$E=E_l=U_i\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}T}\,\frac{\mathrm{e}^{\frac{R}{L}t_c}-1}{1-\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}T}} \tag{8.32}$$

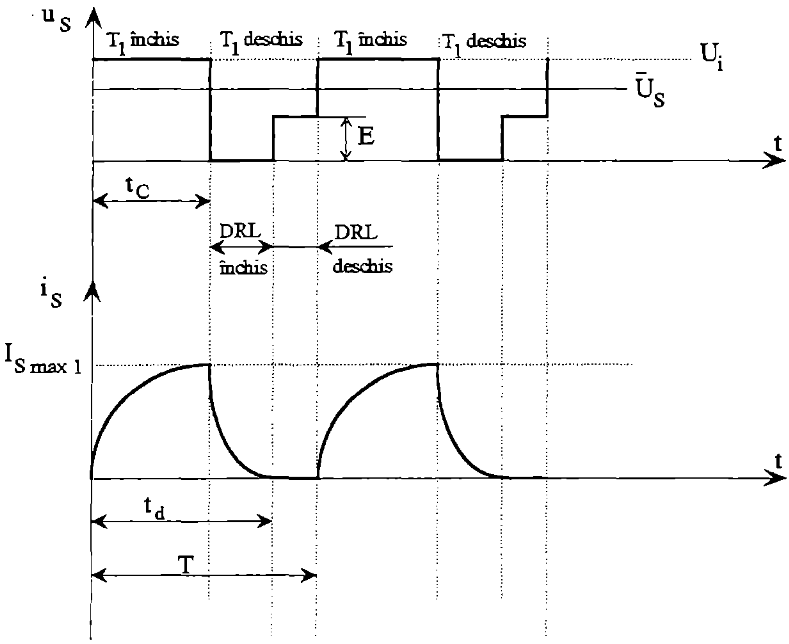


Fig. 8.9 Formele de undă pentru chopperul serie din fig. 8.7, cu sarcina din fig. 8.7,c; regimul conducției discontinue.

Dacă $E > E_l$, apare conducția discontinuă. După alura lui $u_S(t)$ din fig. 8.9, rezultă pentru valoarea medie $\overline{U}_S$ următoarea expersie:

$$\overline{U}_S = U_i \frac{t_c}{T} + \frac{T - t_d}{T} E = U_i t_c^* + \left(1 - t_d^*\right) E \tag{8.33}$$

cu: $t_c^* = t_c / T$; $t_d^* = t_d / T$

Legea $\overline{U}_S\left(t_c^*\right)$ a încetat să mai fie liniară.

Valoarea medie $\overline{U}_S$ în regim de conducție discontinuă este superioară celei care apare în regimul de conducție continuă (vezi relația 8.31).

Curentul pentru intervalul $(0, t_c)$ de conducție al lui T_1 se obține din relația (8.23) în care se înlocuieşte $I_{S\min} = 0$:

$$i_S(t) = i_{T1}(t) = \frac{U_i - E}{R}\left(1 - e^{-\frac{R}{L}t}\right) \tag{8.34}$$

Valoarea lui $I_{S\max 1}$ este:

$$I_{S\max 1} = i_{T1}(t_c) = \frac{U_i - E}{R}\left(1 - e^{-\frac{R}{L}t_c}\right) \tag{8.35}$$

Curentul în dioda DRL este dat de relația (8.25), relație în care $I_{S\max} = I_{S\max 1}$:

$$i_S(t) = i_D(t) = -\frac{E}{R} + \left(I_{S\max 1} + \frac{E}{R}\right)e^{-\frac{R}{L}(t-t_c)} \tag{8.36}$$

Durata conducției se deduce, luând $i_D(t_d) = 0$:

$$0 = -\frac{E}{R} + \left(I_{S\max 1} + \frac{E}{R}\right)e^{-\frac{R}{L}(t_d-t_c)} \tag{8.37}$$

de unde:

$$t_d = t_c + \frac{L}{R}\ln\left(1 + \frac{RI_{S\max 1}}{E}\right) \tag{8.38}$$

Valoarea medie a curentului de sarcină este:

$$\bar{I}_S = \frac{\bar{U}_S - E}{R} \tag{8.39}$$

Caracteristicile de sarcină ale chopperului, calculate cu relațiile (8.31), pentru conducția continuă și (8.33), (8.39), pentru conducția discontinuă, sunt prezentate în fig. 8.10.

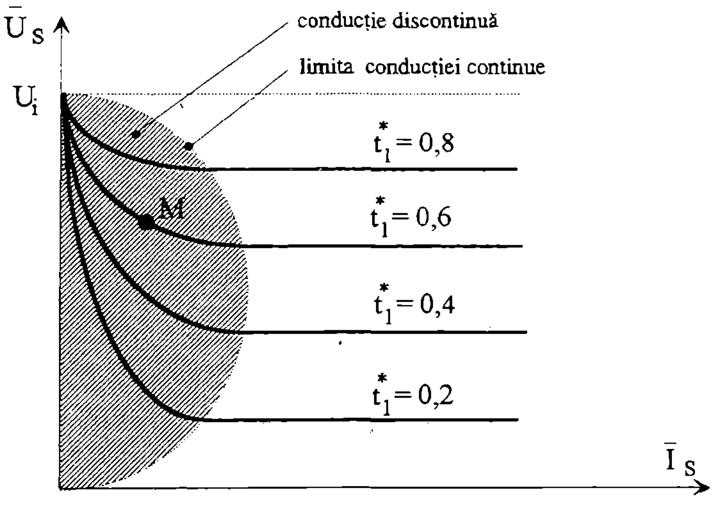


Fig. 8.10 Caracteristicile de sarcină pentru chopperul coborâtor funcționând cu sarcină RLE.

Caracteristicile prezintă două zone: una liniară, corespunzătoare conducției continue și una neliniară, pentru conducția discontinuă.Calculul caracteristicilor pentru domeniul conducției discontinue se face punct cu punct.

De exemplu, pentru a obține coordonatele punctului M (fig. 8.10), procedura este următoarea:

- pentru valoarea t_c stabilită, se calculează t_c^*, apoi E_1, cu relația (8.32);
- se alege o valoare $E > E_l$ cu care se găsește $I_{S\max 1}$ (relația 8.35) și t_d (relația 8.38);

– se calculează $\overline{U_S}$ (relația 8.33) și $\bar{I}_S$ (relația 8.39).

Pentru a obține o tensiune la ieșire de ondulație neglijabilă, trebuie să plasăm între chopper și sarcină un filtru "trece jos" constituit dintr-o inductanță serie L_f, urmată de o capacitate în paralel C_f (fig. 8.11). În același timp, pentru ca sursa de tensiune U_i să se comporte ca un generator de tensiune, este util să se lege la intrare o capacitate C, ca parte constituantă a unui filtru de intrare LC (fig. 8.11).

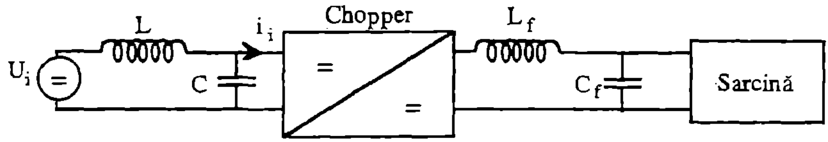


Fig. 8.11 Chopperul cu filtre de intrare și de ieșire.

Din punct de vedere al sarcinii, ansamblul chopper-filtru echivalează cu un generator de tensiune continuă, de valoare medie reglabilă.

Filtrul de intrare LC are două roluri:

- de reducere a ondulației tensiunii livrate chopperului;
- de reducere a ondulației curentului absorbit de chopper.

8.2.2 Alte structuri de chopper coborâtor

8.2.2.1 Chopperul cu tiristor și stingere comandată

Schema electrică este dată în fig. 8.12.

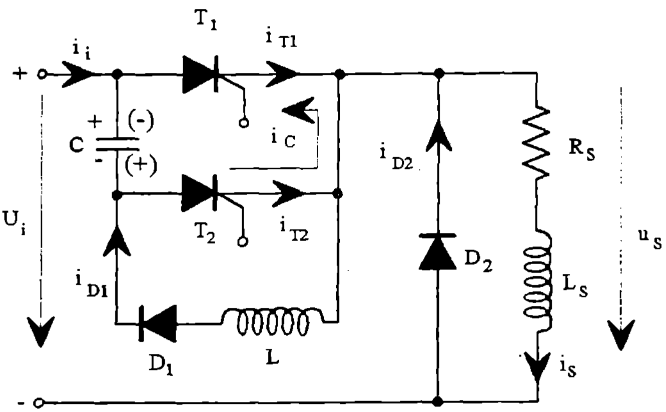


Fig. 8.12 Chopperul cu tiristor și stingere comandată.

Întreruptoarele T_1 și T_2 (fig. 8.4,a) sunt înlocuite de către tiristorul T_1 și dioda de regim liber D_2. Tiristorul T_1 suportă comutații forțate.

Circuitul auxiliar de stingere este constituit din: C, T_2, L și D_1. Sarcina este rezistiv-inductivă R_S, L_S, de constantă de timp $\tau_S = L_S / R_S > T$ (T-perioada de comandă a chopperului).

Inițial, schema trebuie să fie pregătită pentru funcționare încărcând condensatorul C. Tiristorul T_2 este amorsat în acest scop. Condensatorul se încarcă la valoarea tensiunii U_i (polaritate indicată fără paranteze pe fig. 8.12) în regim oscilant amorizat prin calea: T_2, R_S, L_S:

$$i_C = \frac{U_i}{\omega_0 L_S} e^{-\frac{t}{2\tau_S}} \sin \omega_0 t \tag{8.40}$$

cu: $\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{L_S C}}$; $\tau_S = \dfrac{L_S}{R_S}$; $L_S >> L$

Tiristorul T_2 se blochează când valoarea $u_C = U_i$ este atinsă, deoarece D_2 se deschide. La momentul t_0 (fig. 8.13), chopperul este pus în funcțiune prin comanda de amorsare a tiristorului T_1. Acesta intră în conducție și D_2 se blochează. Tensiunea U_i este aplicată sarcinii. Simultan, există descărcarea oscilantă a condensatorului C prin calea T_1, L, D_1, curentul său fiind:

$$i_C = \frac{U_i}{\omega_1 L} \sin \omega_1 t \tag{8.41}$$

cu:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{8.41.a}$$

Această descărcare ajută la punerea în conducție a lui T_1. La momentul t_1 al trecerii prin zero a lui i_C (fig. 8.13), D_1 se blochează și condensatorul C rămâne încărcat la tensiunea $-U_i$ (polaritatea marcată între paranteze pe fig. 8.12). În intervalul (t_0, t_1), T_1 este parcurs de suma curenților I_S și i_C:

$$i_{T1} = I_S + i_C \tag{8.42}$$

cu I_S curentul de sarcină.

Tensiunea la bornele sale, care este căderea de tensiune în conducție, a fost reprezentată aproximativ nulă pe fig. 8.13. În același interval, tensiunea aplicată tiristorului T_2, u_{T2} este:

$$u_{T2} = -u_C \tag{8.43}$$

În intervalul (t_1, t_2) fenomenele tranzitorii legate de amorsarea lui T_1 au încetat, T_1 conduce și tensiunea la bornele sarcinii este U_i.

La momentul t_2, este comandată blocarea lui T_1 prin amorsarea lui T_2. Condensatorul C se descarcă în circuitul T_2, T_1.

Curentul de descărcare are o pantă puternică şi este de semn contrar lui I_S prin T_1. Când curentul i_{T_1} devine nul, T_1 se blochează. Curentul de sarcină I_S este preluat de T_2.

Curentul de descărcare a lui C este aproximativ constant şi deci tensiunea la bornele sale are o variaţie cvasi-liniară. Pe intervalul (t_2,t_3), u_C este o tensiune inversă pentru T_1 şi ajută la blocarea lui. După t_3, C se reîncarcă sub curent constant la valoarea $+U_i$, atinsă la momentul t_4; când $i_{T2}=0$, T_2 se blochează şi D_2 se deschide.

În intervalul (t_2,t_4), tensiunea pe sarcină este:

$$u_S = U_i + u_C \tag{8.44}$$

Se observă că în intervalul (t_3,t_4), u_C este o tensiune directă pentru T_1. Deci, în t_3, T_1 trebuie să-şi fi regăsit capacitatea de blocare a tensiunilor directe.

După t_4, de exemplu, în t_5, se dă o nouă comandă de amorsare pentru T_1. Fenomenele sunt identice cu cele care există după t_0.

Formele de undă sunt prezentate în fig. 8.13.

Valoarea medie a tensiunii $\overline{U_S}$ la bornele sarcinii este:

$$\overline{U_S} = \frac{1}{T}\int_0^T u_S \mathrm{d}t = \frac{1}{T}\left[U_i(t_2-t_0)+\frac{2U_i(t_4-t_2)}{2}\right] = \frac{U_i}{T}(t_4-t_0) = \frac{t_c}{T}U_i \tag{8.44.a}$$

cu: t_c-suma timpilor de conducţie ai tiristoarelor T_1 şi T_2.

Timpul de conducţie minim posibil $t_{c\min}$ pentru schema din fig. 8.13 va fi:

$$t_{c\min} = (t_1-t_0)+(t_4-t_2) \tag{8.45}$$

deoarece el este impus de durata t_1-t_0, necesară pentru inversarea polarităţii lui C şi de durata t_4-t_2 necesară blocării lui T_1.

Intervalele (t_1-t_0) şi (t_4-t_2) se calculează bazându-ne pe următoarele considerente:

- în intervalul (t_1-t_0) schimbarea polarităţii condensatorului este oscilantă, frecvenţa curentului fiind dată de relaţia (8.41,a):

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{T_1} \quad \text{dar} \quad t_1 - t_0 = \frac{T_1}{2} = \pi\sqrt{LC} \tag{8.46}$$

- în intervalul (t_2-t_4) condensatorul C se descarcă şi se încarcă cu o polaritate inversă, sub curent constant, deci:

$$\Delta u_C = 2U_i = \frac{1}{C}\int_{t_2}^{t_4} i_C \mathrm{d}t = \frac{I_S}{C}(t_4-t_2) \tag{8.47}$$

de unde:

$$t_4 - t_2 = \frac{2U_iC}{I_S} \tag{8.48}$$

Cu relațiile (8.46) și (8.48), relația (8.45) devine:

$$t_{c\min} = \pi\sqrt{LC} + \frac{2U_i C}{I_S} \tag{8.49}$$

Valoarea minimă a tensiunii este, conform relațiilor (8.44,a) și (8.49):

$$\overline{U}_{S\min} = \frac{t_{c\min}}{T}U_i = \frac{1}{T}\left(\pi\sqrt{LC} + \frac{2U_i C}{I_S}\right)U_i \tag{8.50}$$

Relația (8.50) arată că reglajul tensiunii la ieșire nu se poate face plecând de la valoarea nulă, acesta fiind un inconvenient al schemei.

Pentru dimensionarea tiristorului T_1, se ia în considerare curentul:

$$I_{T1\max} = I_S + i_{C\max} = I_S + U_i\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{8.51}$$

care trebuie să respecte condiția :

$$I_{T1\max} < I_{TRM}$$

Valoarea condensatorului C se calculează ținând cont de faptul că în intervalul $\frac{t_4 - t_2}{2}$, tiristorul T_1 trebuie să-și recapete capacitatea de blocare în direct, astfel:

$$\frac{t_4 - t_2}{2} > t_{qT1} \Rightarrow \frac{CU_i}{I_S} > t_{qT1} \Rightarrow C > \frac{t_{qT1} I_S}{U_i} \tag{8.52}$$

cu:

t_{qT1} -timp de blocare (dezamorsare) al tiristorului T_1, dat în catalog.

Valoarea inductivității L rezultă din condiția de blocare a lui T_2, care trebuie să-și recapete capacitatea de blocare în direct pe intervalul $\frac{t_1 - t_0}{2}$:

$$\frac{t_1 - t_0}{2} > t_{qT2} \Rightarrow \frac{\pi}{2}\sqrt{LC} > t_{qT2} \Rightarrow L > \frac{4t_{qT2}^2}{\pi^2 C} \tag{8.53}$$

cu:

t_{qT2} -timp de blocare (dezamorsare) al tiristorului T_2, dat în catalog.

Dacă se consideră o sarcină RLE, în ipoteza unui curent de sarcină constant, funcționarea descrisă rămâne identică.

În cazurile practice, trebuie să ținem cont în schema variatorului și de inductanța liniei de alimentare dintre sursa de teniune și chopper. Funcționarea chopperului este modificată. Cu cât inductanța este mai mare, cu atât durata de stingere scade, deoarece condensatorul rămâne încărcat cu o tensiune inferioară valorii U_i.

Putem scăpa de acest inconvenient prin creșterea valorii lui C, dar perioada de oscilație $2\pi/\omega_1$ crește, la fel și $t_{c\min}$; pragul minim al tensiunii reglabile se mărește.

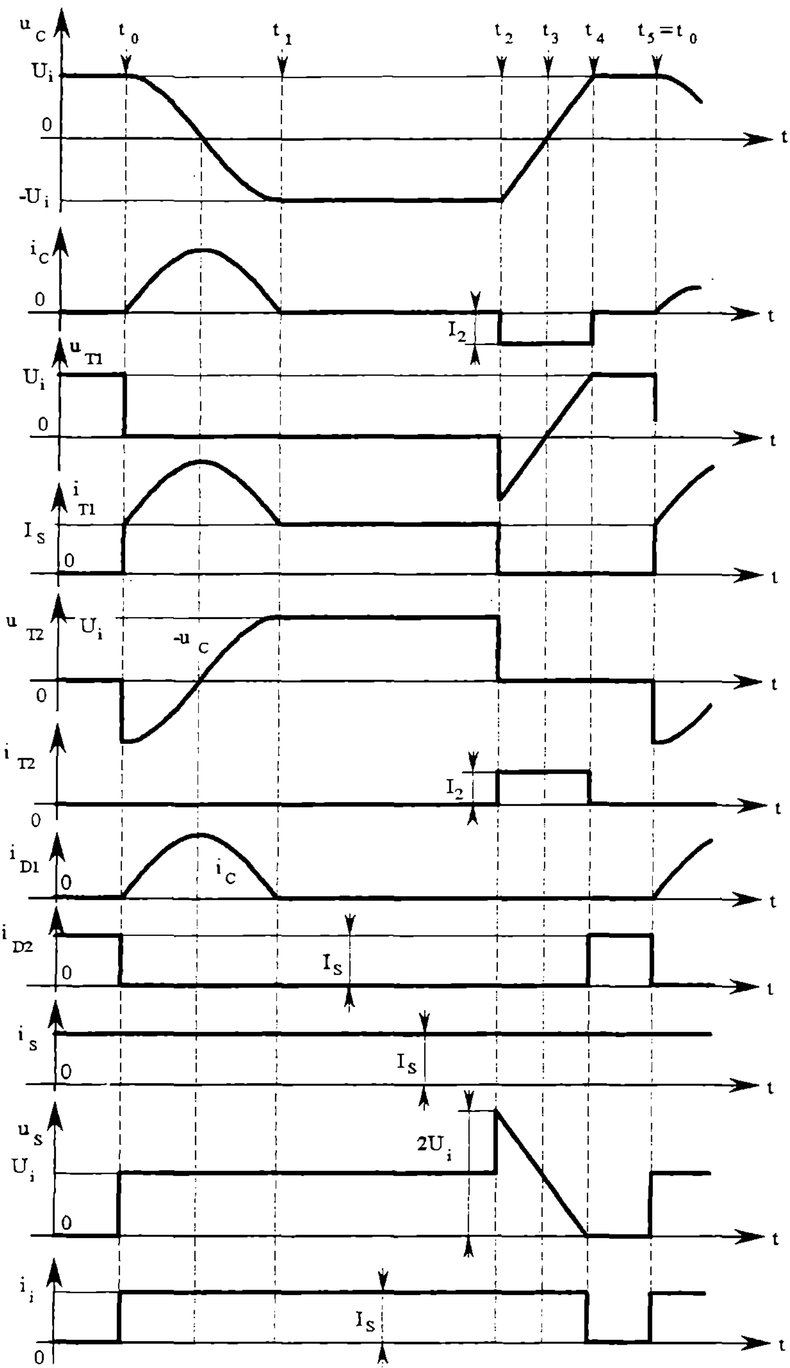


Fig. 8.13 Formele de undă pentru chooperul cu tiristoare și stingere comandată.

Dacă inductanța L_1 a liniei trebuie luată în considerație, schema se modifică, după cum se arată în fig. 8.14. Dioda D_1 este înlocuită cu tiristorul T_3. Tiristoarele T_3 și T_1 primesc comenzi simultan.

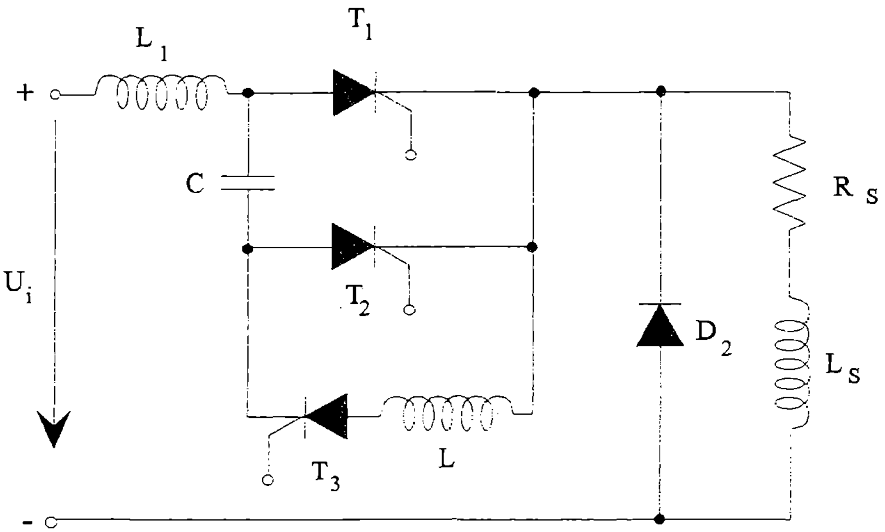


Fig. 8.14 Varianta ameliorată.

Relația (8.47) arată că durata reîncărcarii condensatorului până la valoarea tensiunii care asigură dezamorsarea lui T_1 depinde de curentul de sarcină.

Pentru a-i reda independența, se adaugă la schema din fig. 8.14 un ansamblu serie D_3, L_2 (fig. 8.15).

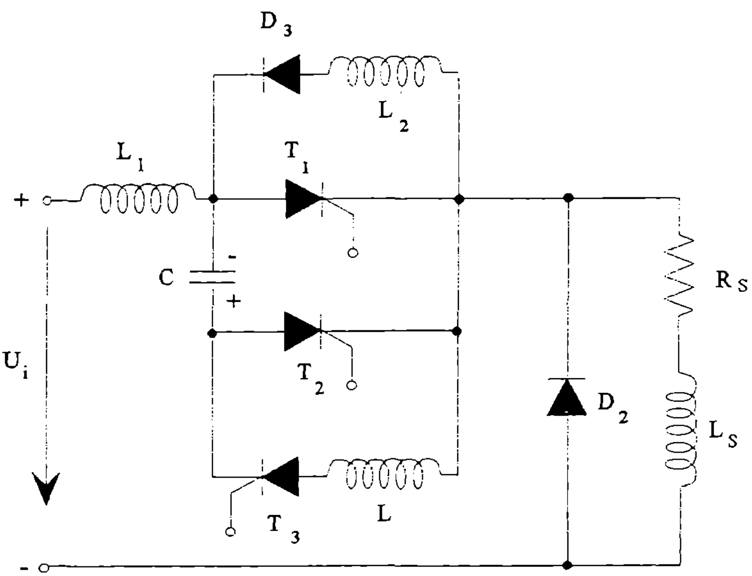


Fig. 8.15 Varianta ameliorată cu circuit auxiliar de reîncărcare a condensatorului.

Dacă se presupune condensatorul C încărcat cu polaritatea din fig. 8.15, în momentul amorsării lui T_2, C se descarcă prin sarcină, dar şi prin calea L_2, D_3. Tensiunea sa atinge repede valoarea $-U_C$, care, dacă se comandă T_1 şi T_3, este suficientă pentru funcţionarea schemei.

8.2.2.2 Chopperul cu stingere pe catod

Principiul de stingere al tiristorului principal T_1 este bazat pe creşterea potenţialului catodului care devine "mai pozitiv" decât anodul. Schema este prezentată în fig. 8.16.

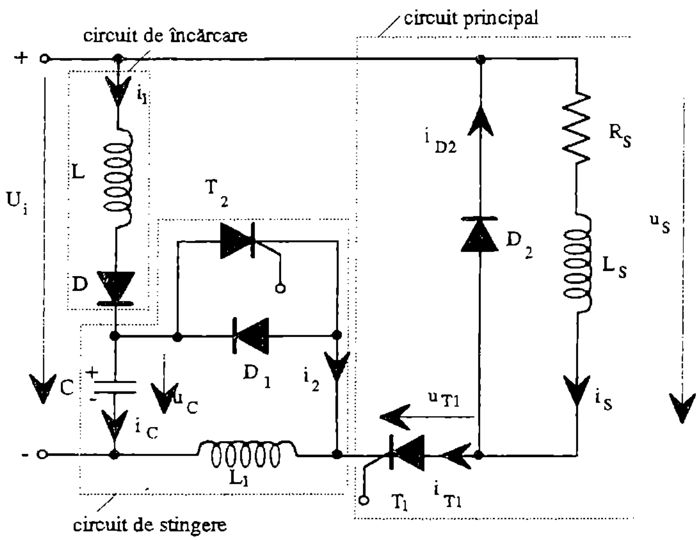


Fig. 8.16 Chopper cu stingere pe catod.

Când variatorul este conectat la sursa de tensiune continuă constantă U_i, C se încarcă de o manieră oscilantă prin L şi D, care este polarizată în direct. Circuitul LC este dimensionat astfel încât condensatorul C să se încarce la o tensiune $u_C > U_i$ (de exemplu $u_C = 1,5U_i$) şi în acest caz, D se blochează.

Schema este pregătită pentru funcţionare. La momentul t_0 (fig. 8.17) se comandă amorsarea lui T_1. Curentul I_S trece prin sarcină, tensiunea la bornele srcinii este U_i. La momentul t_1, se comandă blocarea lui T_1 prin amorsarea lui T_2. În consecinţă, catodul lui T_1 primeşte potenţialul bornei "+" a lui C, care este superior lui U_i, deci T_1 se blochează imediat şi curentul de sarcină trece de la T_1, la dioda de regim liber D_2, care intră în conducţie.

Tiristorul T_1 primeşte ca tensiune inversă diferenţa $u_C - U_i$. Tensiunea la bornele lui T_1 ajunge la zero în momentul t_2, când $u_C = U_i$, apoi ea devine pozitivă. În intervalul (t_1, t_2), tiristorul T_1 trebuie să-şi recapete capacitatea de blocare în direct. În t_2, $u_{T1} = 0$, D intră şi ea în conducţie şi prin circuit trece curentul i_1.

Curentul i_2 apare la momentul t_1 de amorsare a lui T_2. În t_3, din nou $u_C = U_i$ şi tensiunea la bornele lui T_1 îşi schimbă semnul.

În t_4, i_2 este nul, D_1 se blochează şi tensiunea la bornele tiristorului T_1 este acum U_i. C îşi continuă reîncărcarea până la valoarea superioară lui U_i ($1{,}5U_i$), care este atinsă în t_5, când i_1 devine nul şi D se blochează. Schema este pregătită pentru o nouă comandă de amorsare a lui T_1, în t'_0. Fenomenele se repetă. Formele de undă ale curenţilor şi tensiunilor sunt prezentate în fig. 8.17.

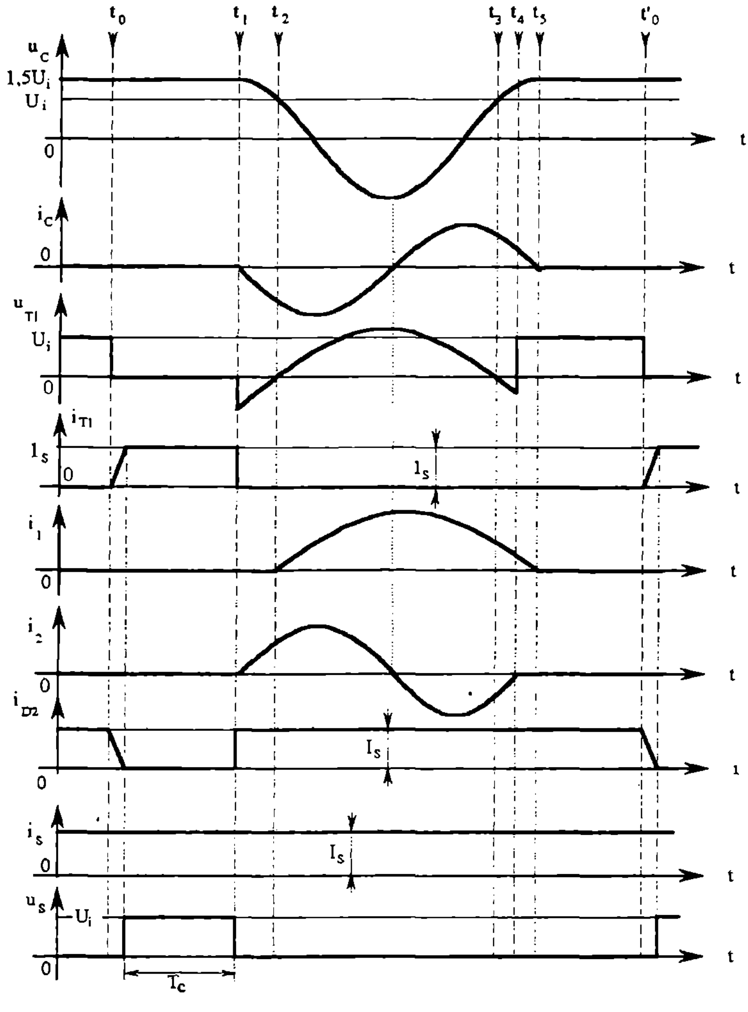


Fig. 8.17 Formele de undă pentru chopperul cu stingere pe catod.

8.2.2.3 Chopperul cu circuit oscilant de stingere

Schema electrică este prezentată în fig. 8.18. Sarcina este presupusă rezistivă R_S. Chopperul se leagă la sursa de tensiune continuă U_i. Încărcarea condensatorului de stingere C este oscilant amortizată la valoarea U_i, conform polarităţii indicate în fig. 8.18, prin circuitul format din inductanţa L şi sarcina R_S. Schema este pregătită pentru funcţionare.

În t_0 (fig. 8.19) se comandă amorsarea lui T.

Condensatorul C se descarcă prin L şi T, ajutând intrarea în conducţie a acestuia.

Curentul prin tiristor va fi:

$$i_T = I_i + i_C = \frac{U_i}{R_S} + i_C \tag{8.54}$$

cu:

$$i_C = \frac{U_i}{\omega L}\sin\omega t \quad \text{şi} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{8.55}$$

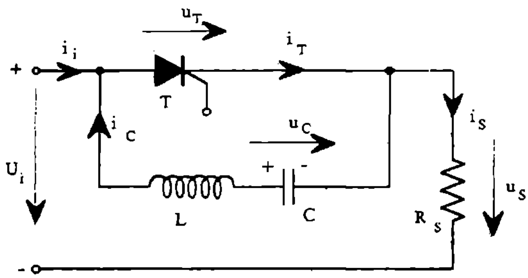


Fig. 8.18 Chopperul cu circuit oscilant de stingere.

În t_1, i_C trece prin zero şi tensiunea condensatorului devine $u_C = -U_i$.

Intervalul $\Delta t_1 = t_1 - t_0$ se obţine din condiţia:

$$\sin\omega t_1 = 0 \Rightarrow \omega t_1 = \pi \qquad \Delta t_1 = \frac{\pi}{\omega} \tag{8.56}$$

Apoi, curentul i_C îşi schimbă sensul, se opune curentului i_T şi în t_2, $i_T = 0$; ca urmare T se blochează.

Tensiunea U_{C0} a condensatorului este o tensiune inversă pentru T, care îl ajută să-şi recapete capacitatea de blocare în direct.

După t_2, C se descarcă prin L, R_S şi sursă; în t_3 tensiunea u_C este nulă. Condensatorul începe să se reîncarce, tensiunea sa este acum ţinută în direct de tiristorul T. Reîncărcarea este terminată în t_4, când $u_C = U_i$ şi $i_S = 0$. În intervalul (t_2, t_4) curentul i_s devine egal cu $-i_C$.

Pentru o nouă comandă de amorsare a lui T, dată în t_5, fenomenele se repetă.

Formele de undă sunt prezentate în fig. 8.19. Tensiunea la bornele sarcinii este U_i în intervalul (t_0, t_2) şi $(U_i - u_C)$ în intervalul (t_2, t_4). Curentul maxim ce trece prin tiristorul T este:

$$i_{T\max} = \frac{U_i}{R_S} + i_{C\max} = \frac{U_i}{R_S} + \frac{U_i}{\omega L} \tag{8.57}$$

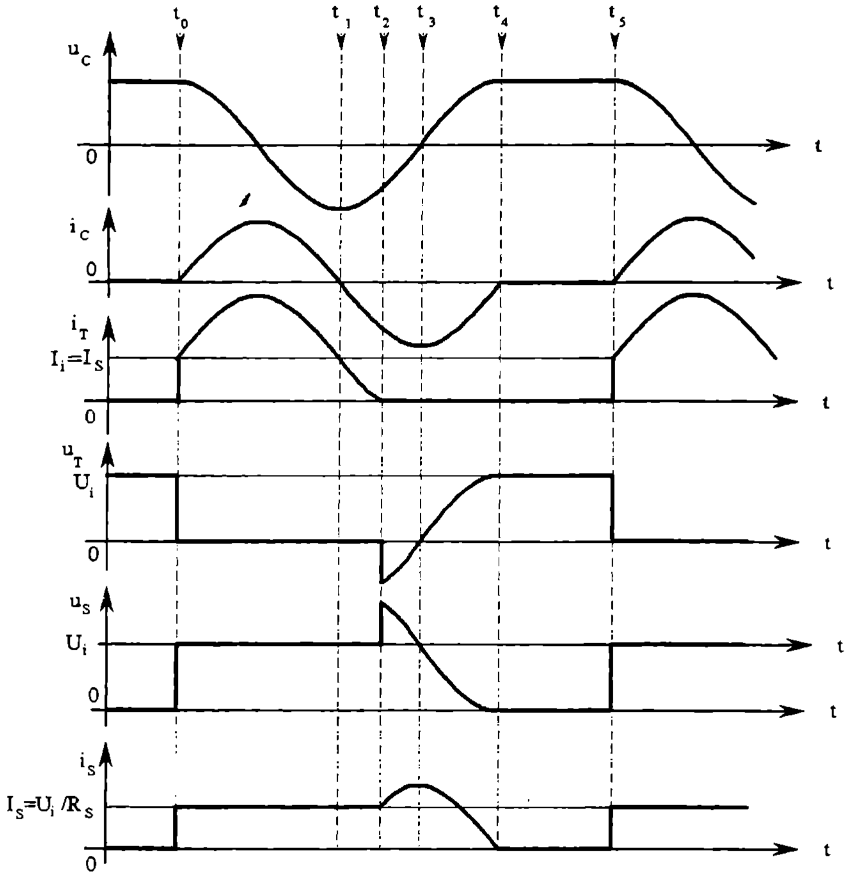


Fig. 8.19 Formele de undă pentru chopperul din fig. 8.18.

Dacă I_S creşte, i_T întârzie să devină nul, condensatorul va fi încărcat la o valoare U_{C0} inferioară, micşorând timpul disponibil pentru ca tiristorul să-şi recapete capacitatea de blocare în direct.

Durata conducţiei lui T rezultă din condiţia $i_T(t_C)=0$, care, împreună cu relaţiile (8.54) şi (8.55) dau:

$$i_T(t_c)=\frac{U_i}{R_S}+\frac{U_i}{\omega L}\sin\omega t_c=0 \tag{8.58}$$

$$\sin\omega t_c=-\frac{\omega L}{R_S}=-\frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R_S} \tag{8.59}$$

$$t_c = \sqrt{LC}\arcsin\left(-\frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R_S}\right) \tag{8.60}$$

Durata de conducție a tiristorului depinde atât de caracteristicile circuitului de stingere (L, C), cât și de sarcina R_S. Acesta este principalul inconvenient al acestui tip de chopper.

8.2.3 Chopperul ridicător (paralel)

Schema de principiul a chopperului ridicător (paralel) este dată în fig. 8.20.

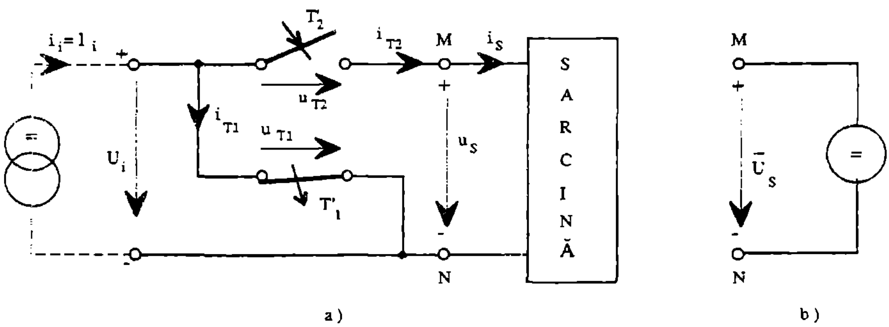


Fig. 8.20 Chopperul ridicător (paralel): a) schema; b) sarcina-receptor de tensiune.

În cazul chopperului ridicător sursa de tensiune continuă de alimentare u_i are caracter de generator de curent (impedanță internă infinită) și furnizează schemei curentul $i_i = I_i$. Sarcina se comportă ca un receptor de tensiune. Întreruptoarele T_1' și T_2' lucrează în mod complementar. Întreruptorul principal T_1' este legat în paralel cu sarcina.

8.2.3.1 Funcționarea

Funcționarea schemei din fig. 8.20,a va fi explicată pentru cazul sarcinii din fig. 8.20,b. Formele de undă sunt prezentate în fig. 8.21.

Când T_1' este închis, în timpul duratei t_c, el este parcurs de curentul $i_{T1} = I_i$ (fig. 8.21) și u_{T1} este teoretic nulă.

Dacă T_2' este deschis $i_{T2} = 0$; $u_{T2} = -\overline{U}_S$. În intervalul $(T - t_c)$ întreruptorul T_1' este deschis și T_2' închis. Astfel: $i_{T2} = i_i = i_S = I_i$; $u_{T2} = 0$; $i_{T1} = 0$; $u_{T1} = \overline{U}_S$; $u_i = \overline{U}_S$ (fig. 8.21).

Conform cu forma de undă a lui u_i, se poate scrie:

$$\overline{U}_i = \frac{T - t_c}{T}\overline{U}_S = \left(1 - \frac{t_c}{T}\right)\overline{U}_S = \left(1 - t_c^*\right)\overline{U}_S \tag{8.61}$$

cu: $t_c^* = \dfrac{t_c}{T}$ factor de umplere; $t_c^* \in (0,1)$.

Deci:

$$\overline{U}_S = \frac{1}{1-t_c^*}\overline{U}_i \quad \Rightarrow \quad \overline{U}_S > \overline{U}_i \tag{8.62}$$

ceea ce explică numele de ridicător dat acestui tip de chopper. El mai este numit şi paralel, deoarece întreruptorul principal T_1' este legat în paralel cu sarcina.

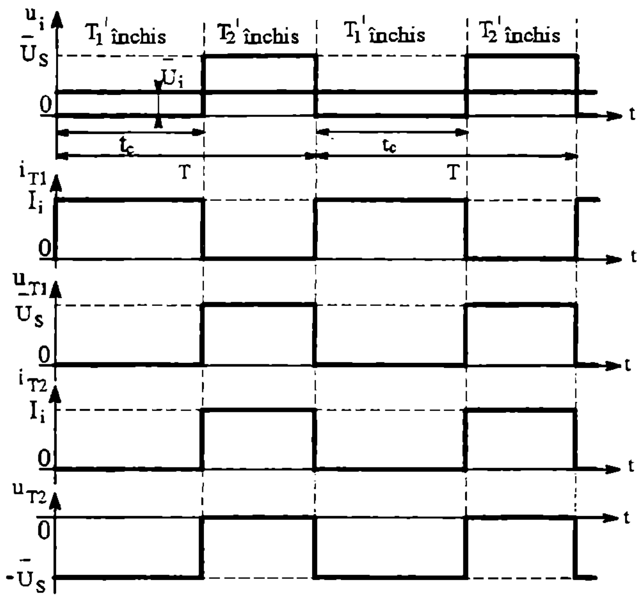


Fig. 8.21 Formele de undă pentru chopperul ridicător din fig. 8.20.

Modul de funcţionare arată că T_1' trebuie să fie un întreruptor comandat la conducţie şi la blocare, dar T_2' poate fi necomandat, deoarece comutaţiile $T_2' - T_1'$ sunt spontane. În schemele pentru choppere, T_1' este un dispozitiv semiconductor de putere comandabil (tranzistor, tiristor) şi T_2' este o diodă.

8.2.3.2 Chopperul ridicător (paralel) cu tranzistor

Schema electrică este data în fig. 8.22.

Întreruptoarele schemei din fig. 8.20 au fost înlocuite: T_1' de către tranzistorul T_1, T_2' de către dioda *D*. Caracterul de generator de curent pentru sursa de tensiune U_i este dat de inductanţa *L* şi caracterul de receptor de tensiune pentru sarcina R_S, de către condensatorul *C*. Tranzistorul T_1 conduce saturat în intervalul t_c. Dioda D este blocată şi *C*, care era încărcat, se descarcă pe rezistenţa R_S. În intervalul $T - t_c$, T_1 este blocat. Dioda D, polarizată în acest caz în direct, se deschide şi curentul care a circulat prin *L* şi T_1 se comută prin dioda D. Curentul prin *L* nu se poate modifica instantaneu, deci la bornele inductanţei *L* apare o supratensiune care face ca borna A_1 să fie mai pozitivă ca A_2 (fig. 8.22).

În consecință, tensiunea la bornele sarcinii va fi mai mare decât U_i. Condensatorul C se încarcă la această valoare.

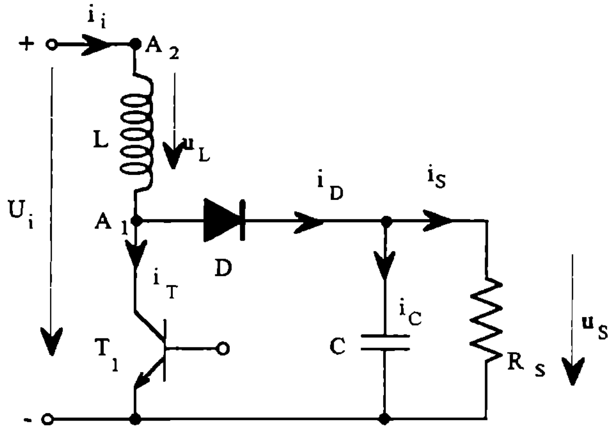


Fig. 8.22 Chopperul ridicător (paralel) cu tranzistor.

Energia acumulată în inductanță în decursul intervalului t_c este transferată sarcinii R_S și condensatorului C, care primește energia consumată alimentând sarcina R_S în intervalul $T-t_c$.

În regim permanent, tensiunea la ieșire se stabilizează la valoarea $\overline{U}_S$. Condensatorul C determină pulsația ΔU_S a acestei tensiuni.

Dacă se impune ΔU_S, rezultă de aici valoarea condensatorului C, presupunând curentul de sarcină I_S constant:

$$C = \frac{I_S t_c}{\Delta U_S} \tag{8.63}$$

Dacă se consideră $\Delta U_S << U_S$, formele de undă ale curenților au alurile prezentate în fig. 8.23.

Conducția este continuă. Valoarea tensiunii $\overline{U}_S$ se determină scriind pentru regimul permanent egalitatea creșterii și descreșterii curentului în inductanța L.

$$\Delta I_1 = \Delta I_2 \tag{8.64}$$

Dar pentru intervalul t_c:

$$u_L = U_i = L\frac{\Delta I_1}{t_c} \Rightarrow \Delta I_1 = \frac{U_i t_c}{L} \tag{8.65}$$

și pentru intervalul $T-t_c$:

$$u_L = \overline{U}_S - U_i = L\frac{\Delta I_2}{T-t_c} \Rightarrow \Delta I_2 = \frac{\left(\overline{U}_S - U_i\right)\left(T-t_c\right)}{L} \tag{8.66}$$

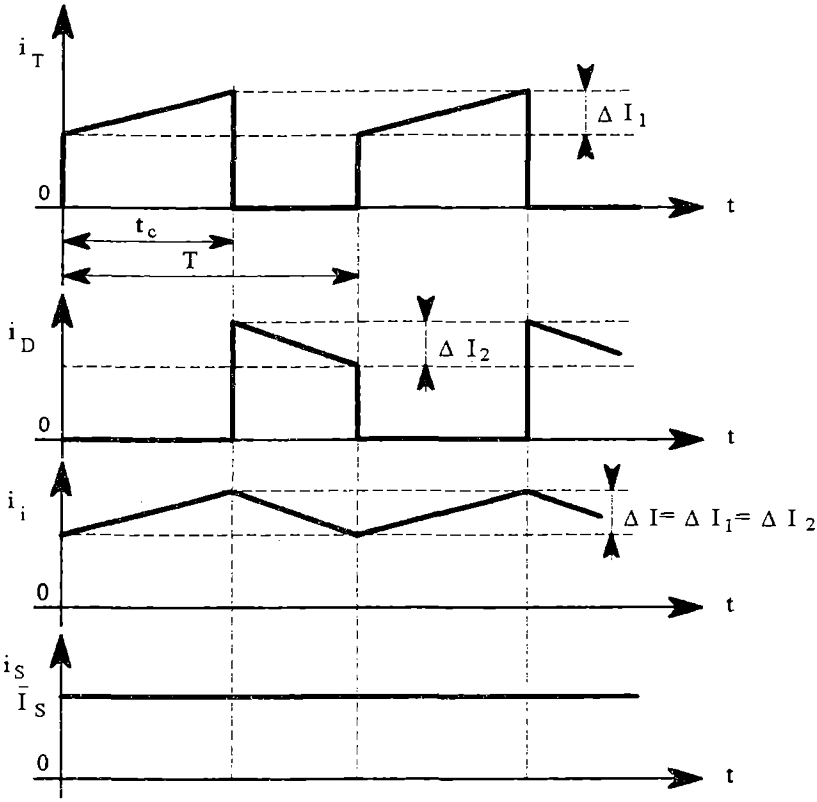


Fig. 8.23 Formele de undă ale curenților pentru schema din fig. 8.22 (conducție continuă).

Relația (8.64) cu (8.65) și (8.66) devine:

$$\frac{U_i t_c}{L} = \frac{\left(\overline{U}_S - U_i\right)\left(T - t_c\right)}{L} \Rightarrow U_i t_c = \left(\overline{U}_S - U_i\right)\left(T - t_c\right)$$

$$U_i t_c^* = \left(\overline{U}_S - U_i\right)\left(1 - t_c^*\right) \Rightarrow \overline{U}_S = \frac{U_i}{1 - t_c^*} \tag{8.67}$$

Se regăsește relația generală (8.62) stabilită pentru chopperele ridicătoare. Reglajul tensiunii la ieșire se realizează prin variația lui $t_c^* = t_c / T$.
Relația (8.67) se poate pune sub formele:

$$\frac{U_i}{\overline{U}_S} = 1 - t_c^*; \qquad U_i = \left(1 - t_c^*\right)\overline{U}_S; \qquad t_c^* = 1 - \frac{1}{\frac{\overline{U}_S}{U_i}} \tag{8.68}$$

Dacă elementele schemei sunt presupuse fără pierderi, puterile la intrare şi ieşire sunt egale:

$$U_i\bar{I}_i = \overline{U}_S\bar{I}_D \tag{8.69}$$

şi cu (8.68):

$$\frac{U_i}{\overline{U}_S} = \frac{\bar{I}_D}{\bar{I}_i} = 1 - t_c^* \tag{8.70}$$

La limita conducţiei continue, curentul i_i are alura din fig. 8.24.

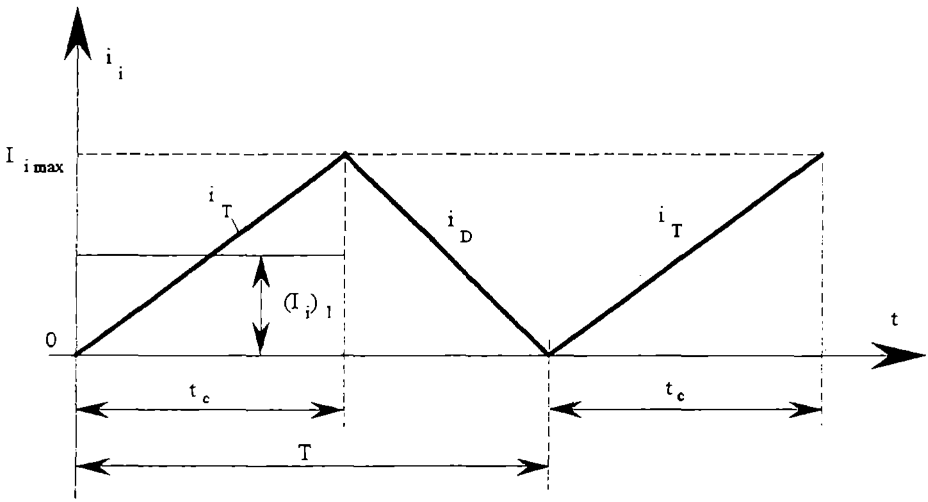


Fig. 8.24 Alura curentului i_i la limita conducţiei continue.

Căderea de tensiune la bornele inductanţei *L*, în intervalul t_c este:

$$u_L = U_i = L\frac{\Delta I_1}{t_c} = L\frac{I_{i\max} - 0}{t_c} = L\frac{I_{i\max}}{t_c}$$

de unde:

$$I_{i\max} = \frac{U_i t_c}{L} \tag{8.71}$$

Valoarea medie a curentului i_i la limita conducţiei continue este (vezi fig. 8.24):

$$(\bar{I}_i)_l = \frac{I_{i\max}}{2} = \frac{u_i t_c}{2L} \tag{8.72}$$

Cu relația (8.68) rezultă:

$$\left(\bar{I}_i\right)_l = \frac{U_i t_c}{2L} = \frac{\left(1-t_c^*\right)\overline{U}_S t_c}{2L} = \left(1-t_c^*\right)\frac{\overline{U}_S}{2L}\frac{t_c}{T}T = \frac{\overline{U}_S}{2L}\left(1-t_c^*\right)t_c^* T \tag{8.73}$$

Valoarea sa maximă $\left(\bar{I}_i\right)_{l\max} = \frac{U_S T}{8L}$ este obținută pentru $t_c^* = \frac{1}{2}$. Valoarea medie a curentului i_D la limita conducției continue se obține cu relațiile (8.70) și (8.73).

$$\left(\bar{I}_D\right)_l = \left(1-t_c^*\right)\left(\bar{I}_i\right)_l = \frac{\overline{U}_S}{2L}\left(1-t_c^*\right)^2 t_c T \tag{8.74}$$

Regimul de conducție întreruptă apare pentru valori $\bar{I}_D$ ale curentului, superioare lui $\left(\bar{I}_D\right)_l$, cerute de sarcină.

Valoarea maximă a curentului $\left(\bar{I}_D\right)_l$ la limita conducției continue, se obține pentru $t_c^* = \frac{1}{3}$ și va fi:

$$\left(\bar{I}_D\right)_{l\max} = \frac{2\overline{U}_S T}{27L} \tag{8.75}$$

Variația valorilor medii ale curenților la limita conducției continue în funcție de t_c^* (relațiile (8.73) și (8.74)) este dată în fig. 8.25.

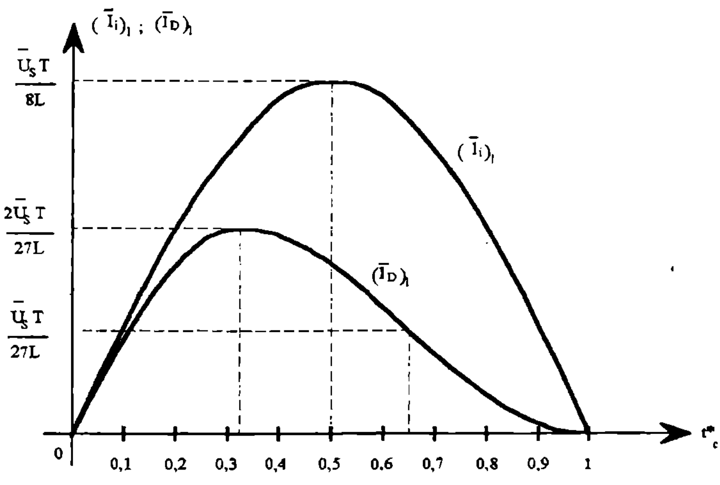


Fig. 8.25 Valorile medii ale curenților la limita conducției continue.

Fig. 8.26 prezintă alura lui i_i în cazul conducției discontinue. Egalitatea (8.64) între variațiile curenților rămâne valabilă.

– pentru intervalul t_c:

$$u_L = U_i = L\frac{\Delta I_1}{t_c} \Rightarrow \Delta I_1 = \frac{U_i t_c}{L} \tag{8.76}$$

– pentru intervalul t_d:

$$u_L = \overline{U}_S - U_i = L\frac{\Delta I_2}{t_d} \Rightarrow \Delta I_2 = \frac{\left(\overline{U}_S - U_i\right)t_d}{L} \tag{8.77}$$

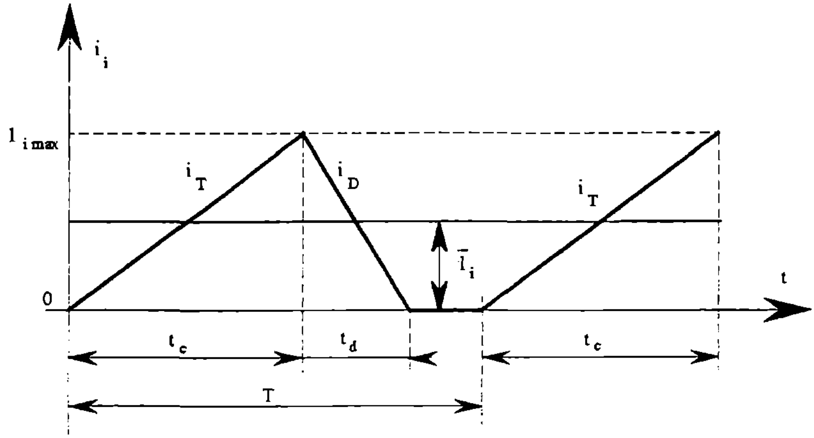


Fig. 8.26 Curentul i_i în regimul de conducție discontinuă.

Deci:

$$\frac{U_i t_c}{L} = \frac{\left(\overline{U}_S - U_i\right)t_d}{L} \Rightarrow U_i t_c = \left(\overline{U}_S - U_i\right)t_d \tag{8.78}$$

Dacă se împarte la T:

$$U_i t_c^* = \left(U_S - U_i\right)t_d^* \tag{8.79}$$

cu:

$$t_c^* = \frac{t_c}{T} \quad \text{și} \quad t_d^* = \frac{t_d}{T} \tag{8.80}$$

De unde:

$$U_i\left(t_c^* + t_d^*\right) = \overline{U}_S t_d^*$$

și:

$$\frac{\overline{U}_S}{U_i} = \frac{t_c^* + t_d^*}{t_d^*} \tag{8.81}$$

Considerând pierderile nule, puterile la intrare și ieșire sunt egale:

$$U_i\overline{I}_i = \overline{U}_S\overline{I}_D \quad \Rightarrow \quad \frac{\overline{U}_S}{U_i} = \frac{\overline{I}_i}{\overline{I}_D} = \frac{t_c^* + t_d^*}{t_d^*} \tag{8.82}$$

Relația (8.82) descrie comportarea chopperului ridicător în regim de conducție discontinuă.

Legea $\overline{U}_S\left(t_c^*\right)$ încetează de a mai fi liniară.

Valoarea maximă a curentului i_i este dată de relația (8.76).

$$I_{i\max}=\frac{U_i t_c}{L}=\frac{U_i T\frac{t_c}{T}}{L}=\frac{t_c^* U_i T}{L} \tag{8.83}$$

iar valoarea medie de:

$$\overline{I}_i=\frac{t_c^*+t_d^*}{2}I_{i\max}=\frac{t_c^*+t_d^*}{2}t_c^*\frac{U_i T}{L}=\left(t_c^*+t_d^*\right)t_c^*\frac{U_i T}{2L} \tag{8.84}$$

Cu relațiile (8.82) și (8.84) se obține:

$$\overline{I}_d=\frac{t_d^*}{t_c^*+t_d^*}\overline{I}_i=\frac{t_d^*}{t_c^*+t_d^*}\left(t_c^*+t_d^*\right)t_c^*\frac{U_i T}{2L}=t_c^* t_d^*\frac{U_i T}{2L} \tag{8.85}$$

Din relația (8.85) rezultă:

$$t_d^*=\frac{\overline{I}_D 2L}{t_c^* U_i T} \tag{8.86}$$

care, înlocuită în relația (8.82) dă:

$$\frac{\overline{U}_S}{U_i}=1+\frac{t_c^*}{t_d^*}=1+\frac{t_c^*}{\frac{\overline{I}_d 2L}{t_c^* U_i T}}=1+\frac{\left(t_c^*\right)^2 U_i T}{\overline{I}_D 2L}$$

și:

$$\left(t_c^*\right)^2=\frac{\overline{I}_D 2L}{U_i T}\left(\frac{\overline{U}_S}{U_i}-1\right) \tag{8.87}$$

Relația (8.87) se poate pune și sub forma:

$$\left(t_c^*\right)^2=\left(\frac{\overline{U}_S}{U_i}-1\right)\frac{\overline{U}_S}{U_i}\frac{\overline{I}_D}{\overline{U}_S}\frac{2L}{T} \tag{8.88}$$

Din relația (8.75) se obține:

$$\overline{U}_S T=\frac{27L\left(\overline{I}_D\right)_{l\max}}{2},$$

care, înlocuită în (8.88) dă:

$$\left(t_c^*\right)^2=\left(\frac{\overline{U}_S}{U_i}-1\right)\frac{\overline{U}_S}{U_i}\frac{\overline{I}_D 2L}{\frac{27L\left(\overline{I}_D\right)_{l\max}}{2}}=\frac{4}{27}\left(\frac{\overline{U}_S}{U_i}-1\right)\frac{\overline{U}_S}{U_i}\frac{\overline{I}_D}{\left(\overline{I}_D\right)_{l\max}} \tag{8.89}$$

Relația (8.89) dă caracteristicile de sarcină în regim de conducție discontinuă pentru chopperul ridicător. Parametrul este $\overline{U}_S / U_i$. Caracteristicile sunt reprezentate în fig. 8.27. Pentru regimul de conducție continuă, caracteristicile au fost calculate cu relația (8.68).

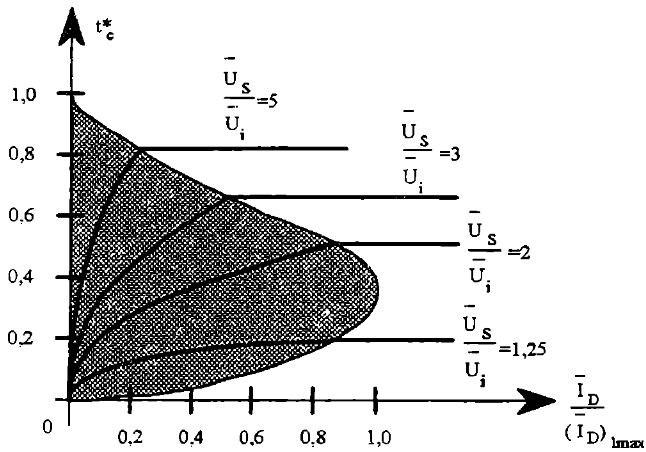


Fig. 8.27 Caracteristicile de sarcină pentru chopperul ridicător.

În realitate, tensiunea la ieșire este ondulată, după cum se arată în fig. 8.28:

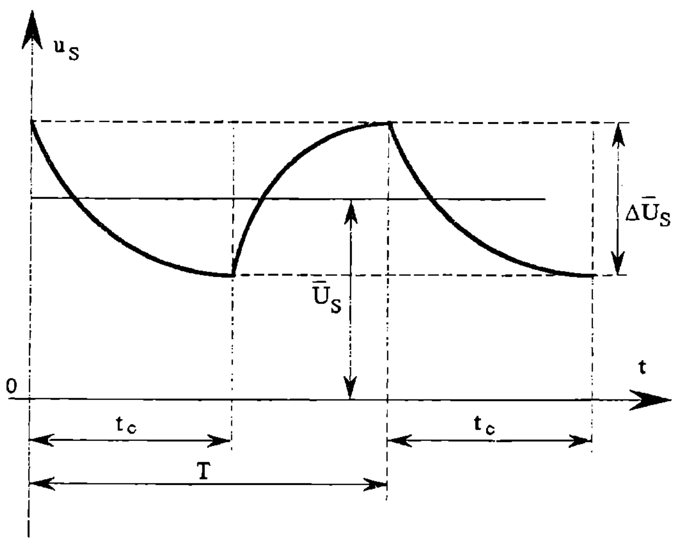


Fig. 8.28 Ondulația tensiunii de ieșire.

Se poate calcula cu aproximație ondulația tensiunii în regimul de conducție continuă, în ipoteza că prin condensator trece componenta alternativă a curentului, iar prin rezistența R_S trece componenta continuă.

Atunci:

$$\overline{U}_S = R\overline{I}_D \tag{8.90}$$

$$\Delta u_S = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{t_c^* T \overline{I}_D}{C} = \frac{t_c^* T \overline{U}_S}{RC} \tag{8.91}$$

Astfel:

$$\frac{\Delta u_S}{\overline{U}_S} = \frac{\frac{t_c^* T \overline{U}_S}{RC}}{\overline{U}_S} = \frac{t_c^* T}{RC} = \frac{t_c^*}{fRC} = \frac{t_c^*}{f\tau} \tag{8.92}$$

cu: $\tau = RC$.

Ondulația tensiunii de ieșire scade cu creșterea frecvenței de comutație și cu constanta de timp τ, deci cu creșterea capacității condensatorului C.

8.2.4 Chopperul coborâtor și ridicător (serie-paralel)

Schema din fig. 8.29 poate funcționa ca chopper coborâtor sau ridicător. Regimul este stabilit de durata de închidere a întreruptoarelor T_1' și T_2'.

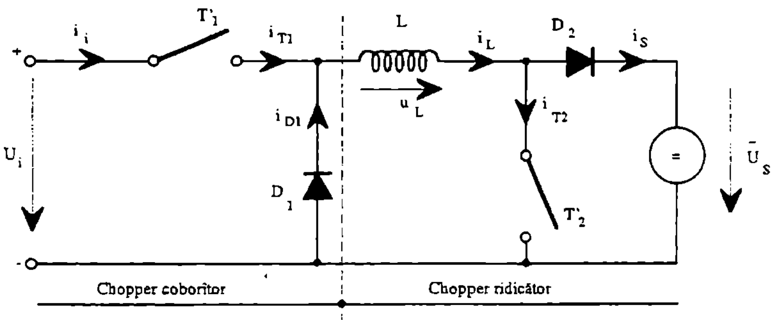


Fig. 8.29 Chopperul coborâtor și ridicător
(cu inductanță ca acumulator de energie).

Un chopper coborâtor (T_1', D_1) este legat în serie cu unul ridicător (T_2', D_2). Întreruptoarele T_1' și T_2' sunt comandate la închidere și la deschidere. Ele lucrează în mod sincron, se închid și se deschid împreună.

În momentul t_c, când T_1' și T_2' sunt închise, curentul $i_i = i_{T1} = i_{L1} = i_{T2}$ și inductanța L acumulează o energie magnetică $W_m = \frac{L i_i^2}{2}$. În timpul deschiderii lui T_1' și T_2', diodele D_1 și D_2 intră în conducție, $i_{D1} = i_{L2} = i_S$ și energia magnetică acumulată este transferată sarcinii.

Variația curentului în inductanță este prezentată în fig. 8.30.

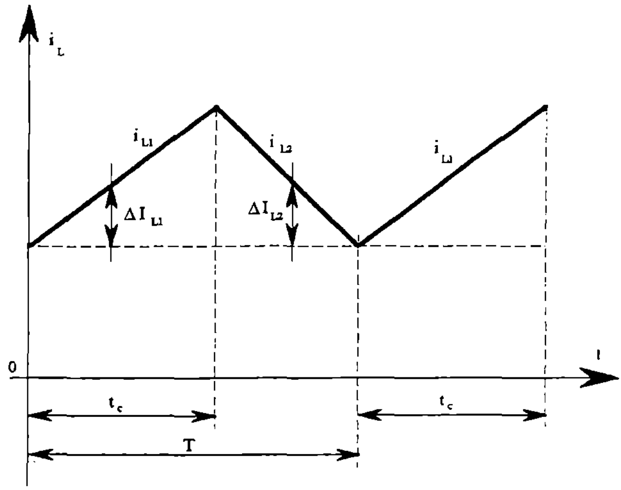


Fig. 8.30 Curentul în inductanța *L*.

În regim stabilizat:

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} \Rightarrow \frac{U_i t_c}{L} = \frac{\overline{U}_S (T - t_c)}{L} \tag{8.93}$$

de unde:

$$U_i t_c^* = \overline{U}_S (1 - t_c^*)$$

$$\overline{U}_S = \frac{t_c^*}{1 - t_c^*} U_i \tag{8.94}$$

cu: $t_c^* = t_c / T$ -factor de umplere.

Relația (8.94) arată că dacă:

- $t_c^* \in (0;0,5) \Rightarrow \overline{U}_S \in (0, U_i)$ -schema funcționează ca chopper coborâtor,
- $t_c^* \in (0,5;1) \Rightarrow \overline{U}_S > U_i$ -schema funcționează ca chopper ridicător.

Funcționarea chopperului din fig. 8.29 este identică cu cea din fig. 8.31, dar acesta din urmă are o schemă mult mai simplă. Tensiunile la bornele sarcinii U_S și de alimentare U_i sunt de semn contrar.

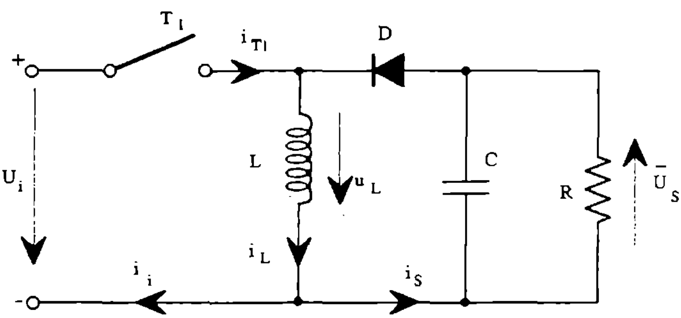


Fig. 8.31 Chopperul coborâtor și ridicător care inversează tensiunea la ieșire în raport cu cea de la intrare.

Relația (8.94) rămâne valabilă, dar tensiunile U_S și U_i sunt de semn contrar.

În calculele care urmează, nu se ține cont de această inversare, deoarece ea nu produce modificări.

În regim de conducție continuă, dacă elementele schemei sunt perfecte, puterile la intrare și ieșire sunt egale.

$$U_i\bar{I}_i = \bar{U}_S\bar{I}_S \Rightarrow \frac{\bar{U}_S}{U_i} = \frac{\bar{I}_i}{\bar{I}_S} = \frac{t_c^*}{1-t_c^*} \tag{8.95}$$

La limita conducției continue, curentul i_L are alura dată în fig. 8.32.

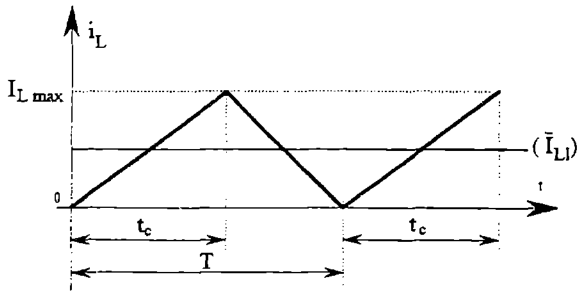


Fig. 8.32 Curentul i_L la limita conducției continue.

Curentul va fi:

$$I_{L\max} = \frac{U_i t_c}{L} = \frac{U_i t_c^* T}{L} \tag{8.96}$$

și valoarea medie a curentului i_L (la limita conducției continue) este:

$$\left(\bar{I}_L\right)_l = \frac{I_{L\max}}{2} = \frac{U_i t_c^* T}{2L} \tag{8.97}$$

Dacă se înlocuiește U_i calculat cu relația (8.95), rezultă:

$$\left(\bar{I}_L\right)_l = \left(1-t_c^*\right)\frac{\bar{U}_S T}{2L};\ \left(\bar{I}_L\right)_{l\max} = \frac{\bar{U}_S T}{2L};\ \left(\bar{I}_L\right)_l = \left(\bar{I}_L\right)_{l\max}\left(1-t_c^*\right) \tag{8.98}$$

Dar: $i_S = i_L - i_i$ (vezi fig. 8.31), deci limita conducției continue:

$$\left(\bar{I}_S\right)_l = \left(\bar{I}_L\right)_l - \left(\bar{I}_i\right)_l = \left(\bar{I}_L\right)_l - \frac{t_c^*}{1-t_c^*}\left(\bar{I}_S\right)_l$$

de unde:

$$\left(\bar{I}_S\right)_l = \left(1-t_c^*\right)\left(\bar{I}_L\right)_l \tag{8.99}$$

și cu (8.98), rezultă:

$$\left(\bar{I}_S\right)_l = \left(1-t_c^*\right)^2\frac{U_S T}{2L} \quad \left(\bar{I}_S\right)_{l\max} = \frac{U_S T}{2L} \Rightarrow \left(\bar{I}_S\right)_l = \left(\bar{I}_S\right)_{l\max}\left(1-t_c^*\right)^2 \tag{8.100}$$

Relațiile (8.98) și (8.100) dau:

$$\frac{(\bar{I}_L)_l}{(\bar{I}_L)_{l\max}} = 1 - t_c^* \tag{8.101}$$

$$\frac{(\bar{I}_S)_l}{(\bar{I}_S)_{l\max}} = (1 - t_c^*)^2 \tag{8.102}$$

și sunt reprezentate în fig. 8.33.

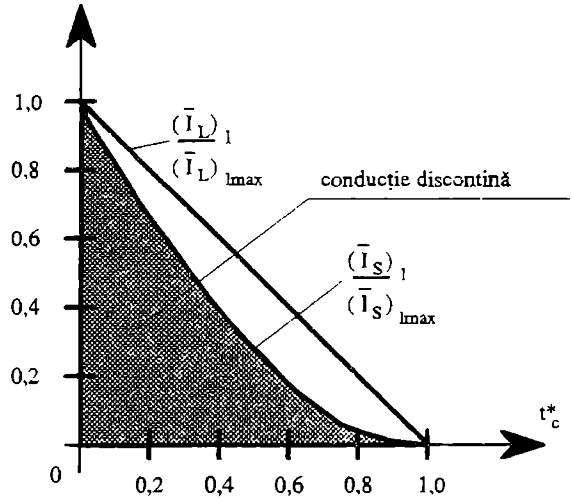


Fig. 8.33 Curenții limită pentru conducția continuă.

Alura curentului i_L în regimul conducție discontinuă este prezentată în fig. 8.34.

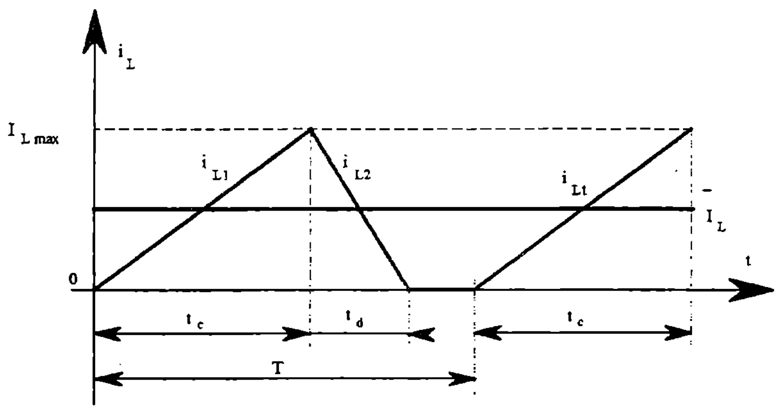


Fig. 8.34 Curentul i_L în regim de conducție discontinuă.

Valoarea $I_{L\max}$ este dată de relația (8.96).

În acest caz:

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2}$$

devine:

$$\frac{U_i t_c}{L} = \frac{\overline{U}_S t_d}{L} \Rightarrow U_i t_c^* T = \overline{U}_S t_d^* T \Rightarrow \frac{\overline{U}_S}{\overline{U}_i} = \frac{t_c^*}{t_d^*} \tag{8.103}$$

Pentru cazul ideal, scriind egalitatea puterilor la intrare și ieșire:

$$U_i \overline{I}_i = \overline{U}_S \overline{I}_S$$

rezultă:

$$\frac{\overline{U}_S}{U_i} = \frac{\overline{I}_i}{\overline{I}_S} = \frac{t_c^*}{t_d^*} \tag{8.103.a}$$

După fig. 8.34, valoarea medie a curentului i_L va fi:

$$\overline{I}_L = \frac{I_{L\max}\left(t_c^* + t_d^*\right)T}{2T} = I_{L\max}\frac{t_c^* + t_d^*}{2}$$

și cu relația (8.96) se obține:

$$\overline{I}_L = \frac{U_i T}{2L} t_c^*\left(t_c^* + t_d^*\right) \tag{8.104}$$

Astfel:

$$\overline{I}_S = \overline{I}_L - \overline{I}_i = \overline{I}_L - \frac{t_c^*}{t_d^*}\overline{I}_S$$

de unde:

$$\overline{I}_S = \frac{t_d^*}{t_c^* + t_d^*}\overline{I}_L$$

și, cu $\overline{I}_L$ dat de relația (8.104), se obține:

$$\overline{I}_S = t_c^* t_d^* \frac{U_i T}{2L} \tag{8.105}$$

Cum $t_d^* = t_c^* \frac{U_i}{\overline{U}_S}$, atunci $\overline{I}_S$ se poate scrie și sub forma:

$$\overline{I}_S = \frac{U_i T}{2L}\left(t_c^*\right)^2 \frac{U_i}{\overline{U}_S} = \frac{U_S T}{2L}\left(t_c^*\right)^2 \frac{U_i^2}{\overline{U}_S^2} = \left(\overline{I}_S\right)_{l\max} \frac{U_i^2}{\overline{U}_S^2}\left(t_c^*\right)^2 \tag{8.106}$$

deoarece:

$$\frac{U_S T}{2L} = \left(\overline{I}_S\right)_{l\max} \quad \text{(vezi relația 8.100).}$$

Deci:

$$\left(t_c^*\right)^2 = \frac{\bar{I}_S}{\left(\bar{I}_S\right)_{l\max}} \frac{U_i^2}{\bar{U}_S^2} \tag{8.107}$$

Relația (8.107) reprezintă caracteristica de ieșire pentru chopperul coborâtor-ridicător care funcționează în regim de conducție discontinuă. Caracteristicile de ieșire, pentru cele două regimuri de conducție: continuă și discontinuă, calculate cu relațiile (8.94) și (8.107), sunt prezentate în fig. 8.35.

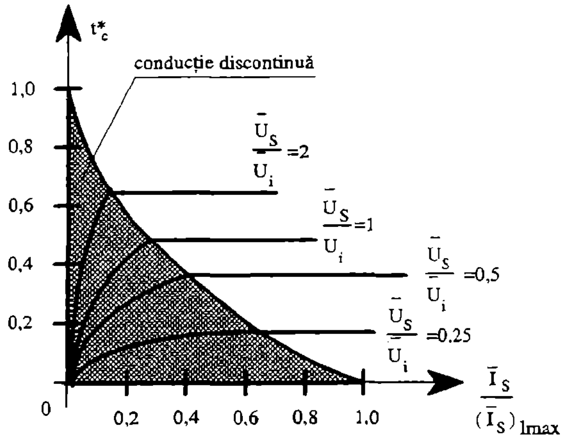


Fig. 8.35 Caracteristicile de ieșire.

Aceste caracteristici sunt ideale, deoarece în realitate, în regim de conducție continuă, ele nu sunt paralele cu axa $\frac{\bar{I}_S}{\left(\bar{I}_S\right)_{l\max}}$; sunt drepte coborâtoare din cauza căderilor de tensiune proporționale cu curentul de sarcină. Se observă că chopperul coborâtor și ridicător face parte din categoria chopperelor cu legătură indirectă sau cu acumulare, deoarece transferul de energie se realizează prin intermediul inductanței L.

Astfel de choppere sunt utilizate pentru a comanda transferul de energie între două surse de aceeași natură, aici între un generator de tensiune și un receptor de tensiune. Dacă acest transfer de energie trebuie să se facă între un generator de curent și un receptor de curent, atunci se utilizează ca acumulator de energie un condensator. Schema este dată în fig. 8.36. Inductanțele L_i și L_S dau sursei și sarcinii un caracter de generator respectiv de receptor de curent.

Se consideră condensatorul C încărcat cu polaritatea indicată în fig. 8.36. Dacă T_1' este închis în intervalul t_c, condensatorul se descarcă prin sarcina $R_S - L_S$; dioda D este blocată. Astfel:

$$i_C = -I_S;\;\; i_{T1} = I_S + I_i;\;\; i_D = 0 \tag{8.108}$$

$$u_{T1} = u_i = 0;\;\; u_D = -u_S = -u_C;\;\; \frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} = -\frac{I_S}{C} \tag{8.109}$$

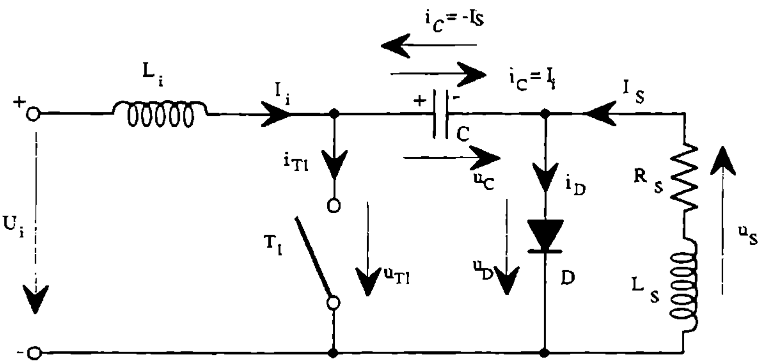


Fig. 8.36 Chopperul coborâtor şi ridicător
(cu condensator ca acumulator de energie).

Dacă T_1' este deschis, în intervalul $(T-t_c)$ condenstaorul C se descarcă sub curent constant, deoarece dioda D este în stare de conducție.

$$i_C = I_i; \quad i_D = I_S + I_i; \quad i_{T1} = 0 \tag{8.110}$$

$$u_i = u_{T1} = u_C; \quad u_S = u_D = 0; \quad \frac{du_C}{dt} = \frac{I_i}{C} \tag{8.111}$$

Formele de undă sunt prezentate în fig. 8.37.

Variațiile tensiunii u_C a condensatorului sunt egale:

$$\Delta U_{C1} = \Delta U_{C2} \Rightarrow \frac{I_S}{C} t_c = \frac{I_i}{C}(T - t_c)$$

unde:

$$I_S t_c^* = I_i (1 - t_c^*)$$

Astfel:

$$\frac{I_i}{I_S} = \frac{t_c^*}{1 - t_c^*} \tag{8.112}$$

Dacă se presupune că elementele schemei sunt perfecte, puterile medii la intrare şi ieşire sunt egale:

$$\overline{U}_S I_S = \overline{U}_i I_i \tag{8.113}$$

Rezultă de aici, cu relația (8.112), în regim de conducție continuă pentru acest chopper:

$$\frac{\overline{U}_S}{U_i} = \frac{I_i}{I_S} = \frac{t_c^*}{1 - t_c^*} \tag{8.114}$$

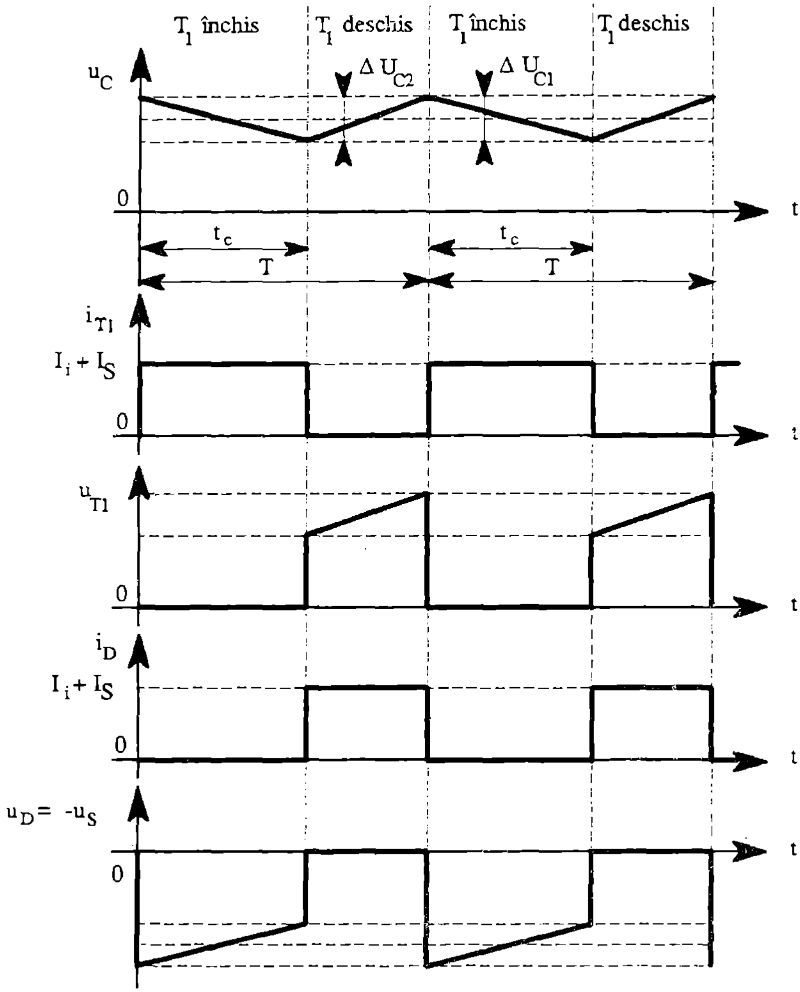


Fig. 8.37 Formele de undă pentru chopperul din fig. 8.36.

Deci, comportarea descrisă în conducție discontinuă pentru primul tip de chopper, ramâne valabilă.

8.2.5 Comanda chopperelor

În paragrafele precedente s-a văzut că, valoarea tensiunii $\overline{U}_S$ la ieșirea din chopper depinde de durata de închidere (și de deschidere) a întreruptorului principal notat T_1 sau T_1' (relațiile 8.31; 8.62; 8.95). Comanda întreruptorului principal se poate face prin una din următoarele metode:

- modularea impulsurilor în durată (MLI, PWM) - perioada T ramâne constantă și pentru modificarea lui $\overline{U}_S$ se modifică durata de închidere t_c (fig. 8.38).

De exemplu, în cazul unui chopper coborâtor, $t_{c1} > t_{c2}$ determină $\overline{U}_{S1} > \overline{U}_{S2}$.

Funcționarea la T constant (frecvență $f = \frac{1}{T}$ constantă) este avantajoasă dacă chopperul are un condensator tampon C, deoarece este exclus ca frecvența de comutație f să se apropie de frecvența proprie de rezonanță f_0 a circuitului LC;

- modulația impulsurilor în frecvență (MFI, PFM) - durata t_c de închidere a întreruptorului principal este constantă și pentru a varia $\overline{U}_S$ se modifică perioada T, deci timpul de deschidere (fig. 8.39).

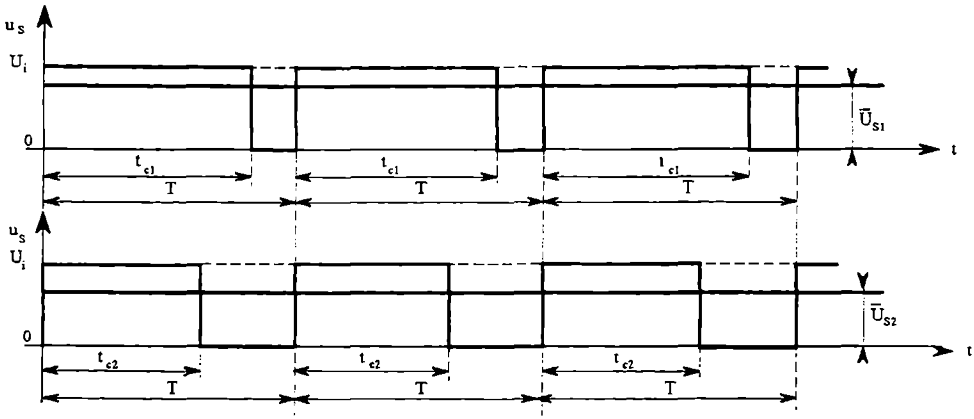


Fig. 8.38 Comanda prin modularea impulsurilor în durată în cazul unui chopper coborâtor.

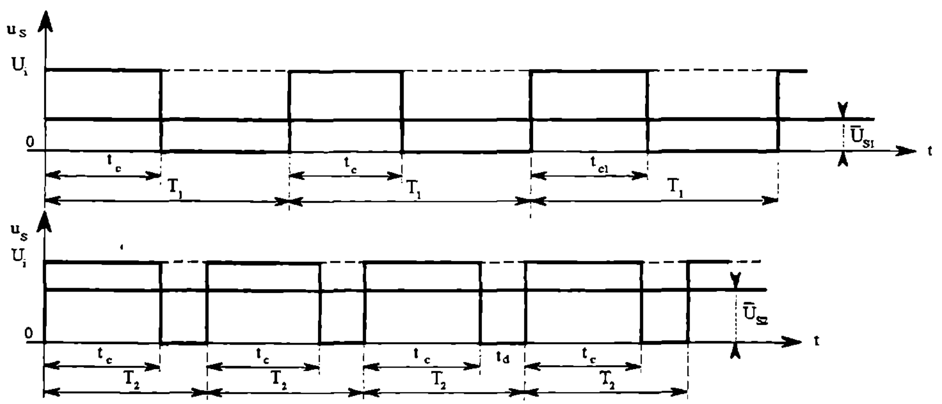


Fig. 8.39 Comanda prin modulația impulsurilor în frecvență în cazul unui chopper coborâtor (t_c = constant).

Se observă că $T_2 > T_1$ determină $U_{S2} > U_{S1}$. În acest caz, micșorarea tensiunii de ieșire U_S se realizează prin reducerea frecvenței f de comutație, a cărei limită inferioară este impusă de ondulația maximă admisibilă pentru curentul de sarcină.

O altă variantă a metodei de modulație a impulsurilor în frecvență constă în modificarea atât a duratei de închidere t_c, cât și a perioadei T, astfel încât durata de deschidere $t_d = T - t_c$ să se mențină constantă (fig. 8.40).

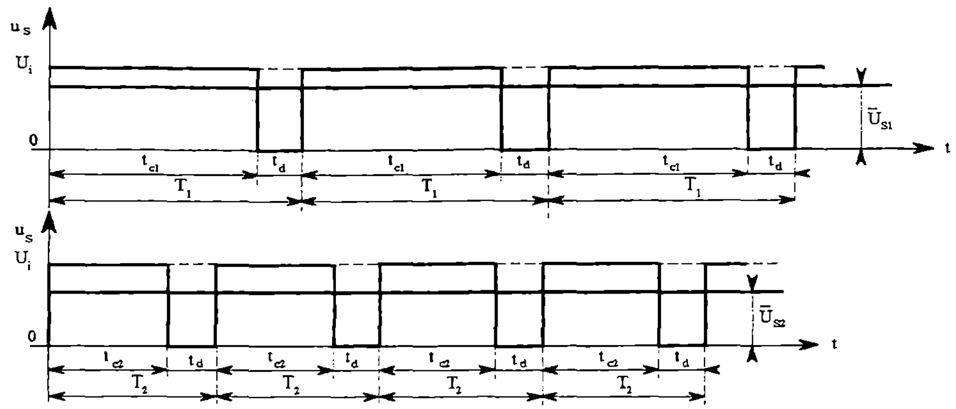


Fig. 8.40 Comanda prin modulaţia impulsurilor în frecvenţă în cazul unui chopper coborâtor (t_d= constant).

În acest caz $T_2 < T_1$, deci $f_2 > f_1$ determină $\overline{U}_{S2} < \overline{U}_{S1}$. Astfel, pentru a micşora tensiunea la ieşire trebuie să se mărească frecvenţa de comutaţie.

8.3 Choppere pentru două cadrane

Chopperele studiate până acum furnizează sarcinii $+\overline{U}_S$ şi $+\overline{I}_S$, funcţionând în primul cadran al planului $(\overline{U}_S, \overline{I}_S)$. Pentru frânarea unui motor electric care funcţionează în primul cadran, este necesar un chopper reversibil pentru două cadrane. Chopperele pentru două cadrane sunt:

- reversibile în tensiune: ele dau la ieşire $\pm\overline{U}_S$ şi $\overline{I}_S$, deci funcţionează în cadranele I şi IV (fig. 8.3);
- reversibile în curent: ele furnizează la ieşire $+\overline{U}_S$ şi $\pm\overline{I}_S$, deci funcţionează în cadranele I şi II (fig. 8.3);

Fig. 8.41 prezintă schemele electrice pentru variatoare reversibile în tensiune. Varianta (a) utilizează tranzistoare ca întreruptoare comandate la închidere şi deschidere, iar varianta (b) foloseşte tiristoare echipate cu circuite de stingere CE.

Întreruptoarele T_1 şi T_2 sunt simultan în conducţie sau blocate. În intervalele de conducţie ale lui T_1 şi T_2, este aplicată la bornele sarcinii tensiunea U_i. În intervalele de blocaj, D_1 şi D_2 sunt în stare de condutie şi sarcina primeşte la borne tensiunea $-\overline{U}_i$. Sensul curentului i_S rămâne neschimbat.

Formele de undă sunt prezentate în fig. 8.42.

Valoarea medie a tensiunii la bornele sarcinii este:

$$\overline{U}_S = \frac{t_c}{T}U_i - \frac{t_d}{T}U_i = t_c^* U_i - \left(\frac{T - t_c}{T}\right)U_i = \left(2t_c^* - 1\right)U_i \tag{8.115}$$

cu:

$$t_c^* = \frac{t_c}{T} \text{ - factor de umplere.}$$

Relația (8.115) arată că:

- dacă $t_c^* > 0,5 \Rightarrow \overline{U}_S > 0$ (funcționare în primul cadran, $E > 0$, vezi fig. 8.42,a);
- dacă $t_c^* < 0,5 \Rightarrow \overline{U}_S < 0$ (funcționare în cadranul al patrulea, $E < 0$, $|E| > |\overline{U}_S|$, vezi fig. 8.42,b).

Chopperele pentru două cadrane au de asemenea, două regimuri de funcționare: conducție continuă (regim normal de funcționare) și conducție discontinuă, când diodele D_1 și D_2 se blochează înainte de intrarea în conducție a lui T_1 și T_2.

Studiul regimurilor de funcționare se face în mod analog ca și la chopperele pentru un cadran.

Se examinează numai conducția continuă, în cazul $t_c^* > 0.5$. Tensiunea pe sarcină este:

$$u_S(t) = \begin{cases} +U_i & \text{pentru } t \in (0, t_c) \\ -U_i & \text{pentru } t \in (t_c, T) \end{cases} \tag{8.116}$$

Pentru $t \in (0, t_c)$, ecuația diferențială a circuitului de sarcină este:

$$U_i - E = L\frac{di_S}{dt} + Ri_S \tag{8.117}$$

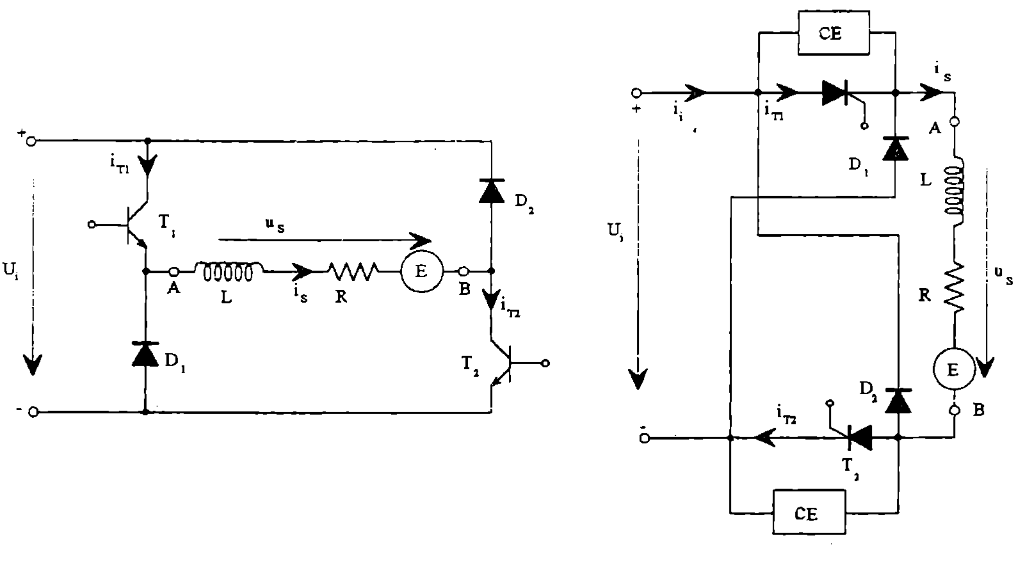
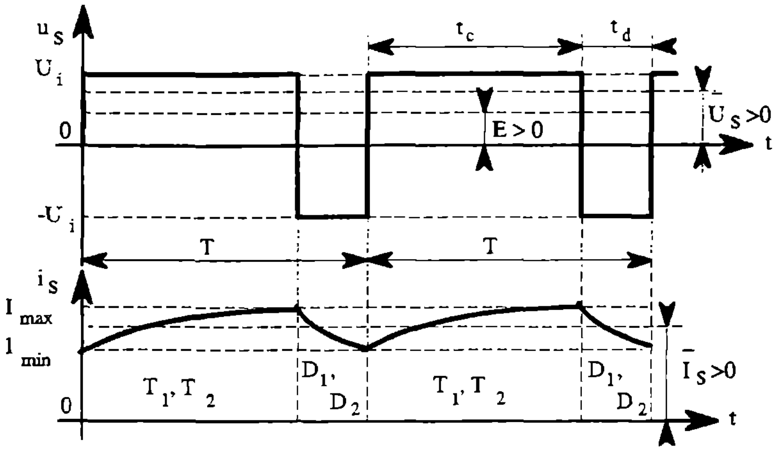
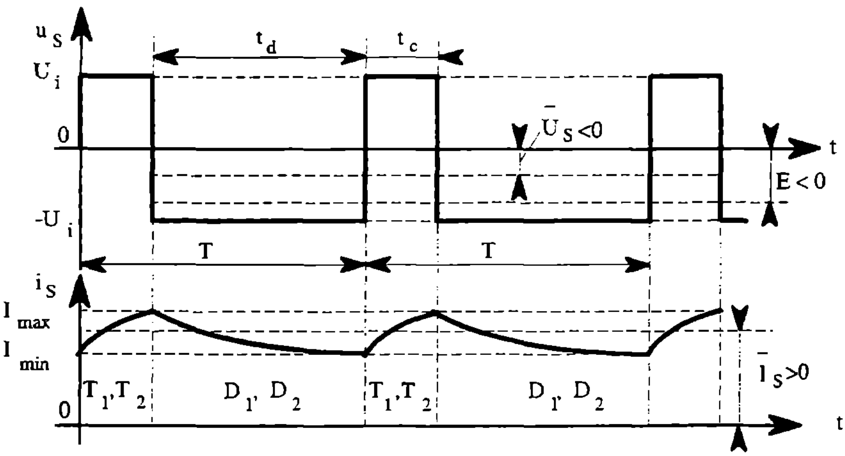


Fig. 8.41 Choppere "pentru două cadrane" reversibile în tensiune.



a) Funcționarea în primul cadran



b) Funcționarea în al patrulea cadran

Fig. 8.42 Formele de undă pentru chopperele din fig. 8.41.

Relația (8.117) este identică cu (8.21), deci soluția este:

$$i_S(t)=\frac{U_i-E}{R}+\left(I_{\min}-\frac{U_i-E}{R}\right)\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}=i_{T1}(t)=i_{T2}(t) \tag{8.118}$$

În intervalul (t_c,T), ecuația diferențială a circuitului de sarcină se scrie:

$$-U_i-E=L\frac{\mathrm{d}i_S}{\mathrm{d}t}+Ri_S \tag{8.119}$$

Curentul are o componentă forțată și una liberă:

$$i_S(t)=i_f+i_l=-\frac{U_i+E}{R}+k\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \tag{8.120}$$

Constanta k se determină din condiția inițială:

$$i_S(t_c) = I_{max} = -\frac{U_i + E}{R} + k\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

astfel:

$$k = \left(I_{max} + \frac{U_i + E}{R}\right)\mathrm{e}^{\frac{t_c}{\tau}}$$

și relația (8.120) devine:

$$i_S(t) = i_{D1}(t) = i_{D2}(t) = -\frac{U_i + E}{R} + \left(I_{max} + \frac{U_i + E}{R}\right)\mathrm{e}^{-\frac{t-t_c}{\tau}} \tag{8.121}$$

Valorile I_{min} și I_{max} din relațiile (8.118) și (8.121) se calculează din condițiile de continuitate ale curentului:

$$i_S(t_c) = i_{T1}(t_c) = I_{max}$$

$$i_S(T) = i_{D1}(T) = I_{min}$$

Rezultă de aici un sistem cu necunoscutele I_{min} și I_{max}, ceea ce duce la:

$$I_{min} = -\frac{E}{R} + \frac{U_i}{R}\frac{\mathrm{e}^{-\frac{T-t_c}{\tau}} - \mathrm{e}^{-\frac{T}{\tau}} - 1}{1 - \mathrm{e}^{-\frac{T}{\tau}}} \tag{8.122}$$

$$I_{max} = -\frac{E}{R} + \frac{U_i}{R}\frac{1 - 2\mathrm{e}^{-\frac{t_c}{\tau}}}{1 - \mathrm{e}^{-\frac{T}{\tau}}} \tag{8.123}$$

Curentul sursei se inversează periodic:

$$i_i(t) = i_S(t) \quad \text{pentru } t \in (0, t_c)$$

$$i_i(t) = -i_S(t) \quad \text{pentru } t \in (t_c, T) \tag{8.124}$$

Astfel, în intervalul $(0, t_c)$ sursa furnizează energie sarcinii:

$$p_i = u_i\, i_i > 0 \tag{8.125}$$

și în intervalul (t_c, T) sursa primește energie de la sarcină:

$$p_i = -u_i\, i_i < 0 \tag{8.126}$$

Calculul caracteristicilor de ieșire este identic cu cel executat în cazul chopperului pentru un cadran. Alura caracteristicilor este dată în fig. 8.43.

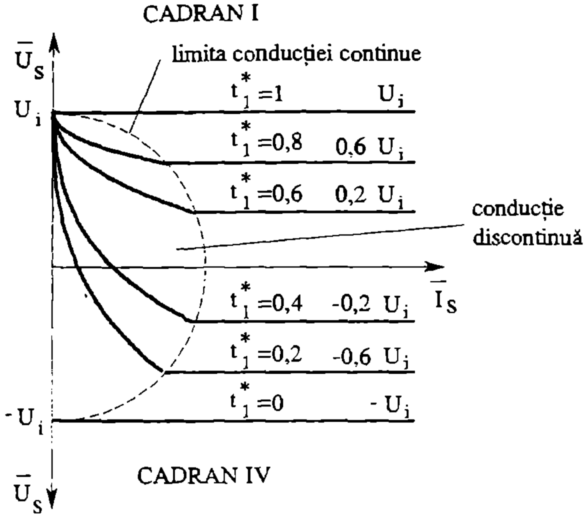


Fig. 8.43 Caracteristicile de ieșire ale chopperului "pentru două cadrane" reversibil în tensiune (funcționare ideală).

În fig. 8.44 este prezentată schema de principiu a chopperului pentru două cadrane, reversibil în curent.

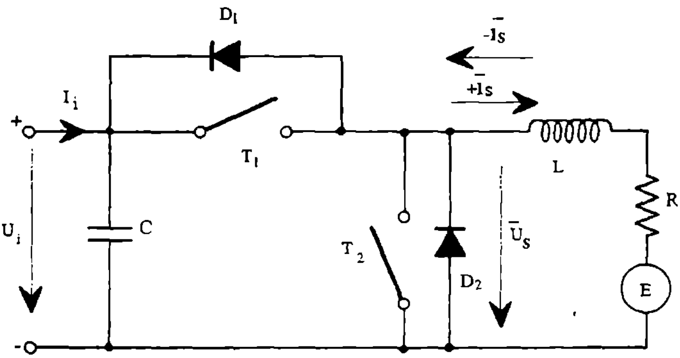


Fig. 8.44 Chopperul "pentru două cadrane" reversibil în curent.

Întreruptoarele T_1 și T_2 sunt comandabile la închidere și deschidere. Montajul este format dintr-un chopper serie (T_1 și D_2) și un chopper paralel (T_2, D_1).

Pentru curenții de sarcină pozitivi, $I_S > 0$ chopperul serie funcționează și, conform relației (8.1):

$$\overline{U_S} = t_c^* U_i \tag{8.127}$$

Dacă elementele sunt perfecte, puterile la intrare și ieșire sunt egale:

$$U_i \overline{I_i} = \overline{U_S}\,\overline{I_S} \qquad \Rightarrow \qquad \frac{\overline{U_S}}{U_i} = \frac{\overline{I_i}}{\overline{I_S}} = t_c^* \tag{8.128}$$

Pentru curenții de sarcină negativi "$-\bar{I}_S$" funcționează chopperul paralel T_2, D_1. Conform relației (8.70), adaptată acestui caz, avem:

$$\frac{\bar{U}_S}{U_i} = \frac{\bar{I}_i}{\bar{I}_S} = 1 - t_{c1}^* \tag{8.129}$$

De unde:

$$\bar{I}_i = \left(1 - t_{c1}^*\right)\bar{I}_S < 0 \tag{8.130}$$

Printr-o comandă adecvată ($t_c^* + t_{c1}^* = 1$) se poate evita funcționarea în regim de conducție discontinuă. În acest caz, dacă se ține cont de pierderile rezistive, caracteristicile de ieșire au alura prezentată în fig. 8.45.

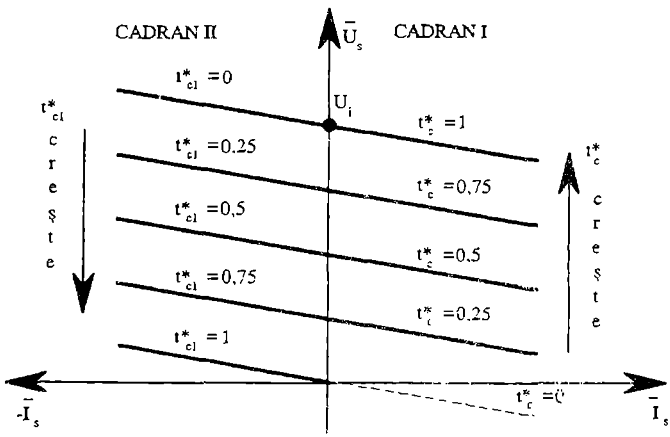


Fig. 8.45 Caracteristicile de ieșire ale chopperului "pentru două cadrane" reversibil în curent

8.4 Choppere pentru patru cadrane

Chopperul pentru patru cadrane furnizează la ieșire tensiuni $\pm\bar{U}_S$ și curenți $\pm\bar{I}_S$, ceea ce permite funcționarea sarcinii în cele patru cadrane ale planului $\bar{U}_S$, $\bar{I}_S$ (vezi fig. 8.3).

Dacă sarcina este o mașină de curent continuu, ea va funcționa ca motor cu posibilitatea de frânare (regim de generator) în cele două sensuri de rotație.

Schema chopperelor pentru patru cadrane poate fi în punte sau în semipunte. Ținând cont de faptul că tensiunea ținută de componentele blocate este jumătate la montajul în punte față de cel în semipunte, primul este mai des utilizat.

Fig. 8.46 prezintă un chopper în punte pentru patru cadrane.

Întreruptoarele T_1, T_2, T_3, T_4 sunt comandabile la închidere și la deschidere, deci se pot utiliza tranzistoare sau tiristoare.

Funcționarea schemei pentru a asigura mersul în patru cadrane depinde de principiul de comandă.

Comanda continuă se adresează simultan celor două întreruptoare plasate pe diagonalele punții, întreruptoare care vor avea aceeaşi stare (închis sau deschis).

Funcționarea se realizează prin închiderea lui T_1, T_3 pentru durata t_c şi a lui T_2, T_4 pentru $T - t_c$ (T- perioada de comutație).

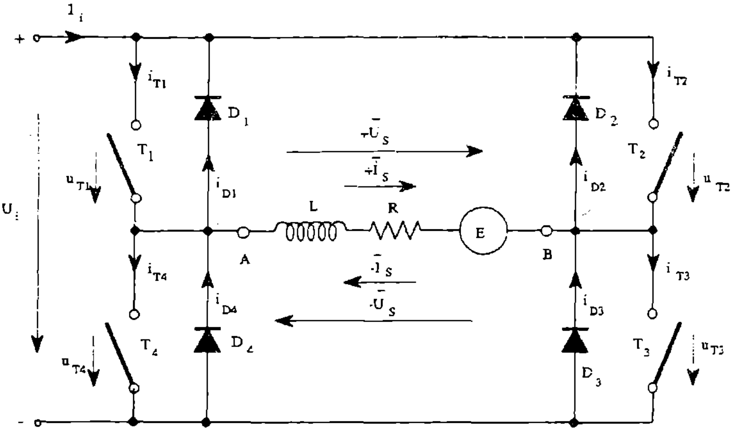


Fig. 8.46 Chopperul în punte "pentru patru cadrane".

Dacă: $t \in (0, t_c)$ pentru $\bar{I}_S > 0$, curentul se închide prin T_1 şi T_3 şi pentru $\bar{I}_S < 0$ prin D_1, D_3.

Dacă: $t \in (t_c, T)$ pentru $\bar{I}_S > 0$, curentul trece prin D_4, D_2 şi pentru $\bar{I}_S < 0$ prin T_2, T_4.

Valoarea medie a tensiunii la ieşire este:

$$\overline{U}_S = t_c^* U_i + (1 - t_c^*)(-U_i) = U_i (2t_c^* - 1) \tag{8.131}$$

cu:

$t_c^* = t_c / T$.

Deci:

$$\frac{\overline{U}_S}{U_i} = \frac{I_i}{\bar{I}_S} = 2t_c^* - 1 \tag{8.132}$$

Pentru $t_c^* \in (0,1)$, tensiunea la ieşire $\overline{U}_S \in (-U_i, +U_i)$ şi curentul $\bar{I}_S \in (-I_i, +I_i)$. Caracteristicile de ieşire sunt date în fig. 8.47.

Trebuie să se evite $t_c^* = 0{,}5$, pentru care motorul se blochează şi curentul creşte foarte puternic. Maşina poate fi distrusă dacă nu există o inductanță de limitare, legată în serie. Comanda continuă poate fi făcută, de asemenea, aşa cum se arată în fig. 8.48. Funcționarea în cadranele I şi IV este asigurată prin închiderea, în intervalul t_c a întreruptoarelor T_1 şi T_3.

Când T_1 şi T_3 sunt blocate, diodele D_2, D_4 se deschid. Componentele T_1, T_3, D_2, D_4 formează un chopper pentru două cadrane, acelaşi cu cel din fig. 8.41,a. Funcționarea în cadranele II şi III este asigurată în aceeaşi manieră, de chopperul format din T_2, T_4, D_1, D_3.

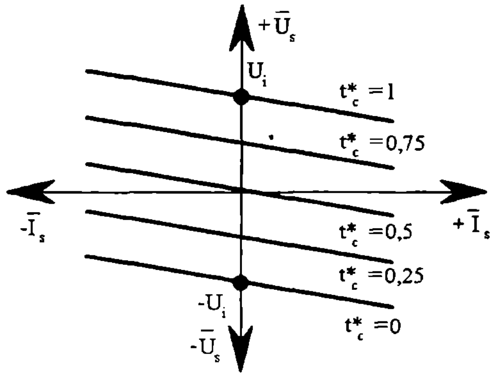


Fig. 8.47 Caracteristicile de ieşire ale chopperelor "pentru patru cadrane".

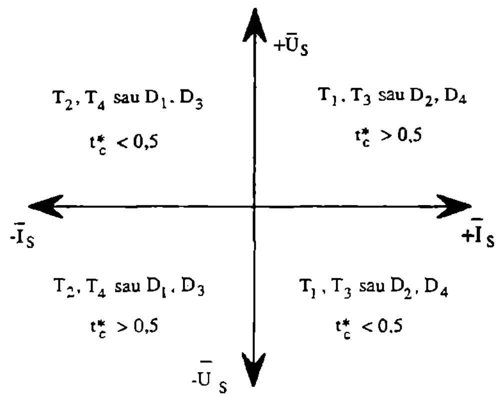


Fig. 8.48 Principiul de funcţionare în patru cadrane pentru montajul din fig. 8.46.

Comanda contiună are ca principal inconvenient numărul dublu de comutaţii pe perioadă, deoarece se comandă în acelaşi timp două dispozitive semiconductoare. Amplitudinea tensiunii de ieşire variază între $+U_i$ şi $-U_i$, ondulaţia curentului de sarcină i_S fiind, din acest motiv, mărită.

Comanda secvenţială (fig. 8.49) reduce numărul de comutaţii menţinând în mod constant închis unul din cele două întreruptoare care se află în serie în timpul perioadelor de conducţie.

Schema din fig. 8.46 este comandată pentru funcţionarea ca chopper serie, pentru cadranele I şi III şi ca chopper paralel, pentru cadranele II şi IV.

Pentru funcţionarea în primul cadran, T_3 este menţinut închis şi T_1 are rolul de choppare, în timp ce T_2 şi T_4 sunt deschise.

Întreruptorul T_1 este în conducție în intervalele t_c în decursul unei perioade T. În acest caz, curentul trece prin T_1, sarcină și T_3:

$$i_{T1} = i_{T3} = I_S \qquad u_S = U_i \tag{8.133}$$

Când T_1 este deschis curentul se închide prin D_4, sarcină și T_3:

$$i_{D4} = i_{T3} = I_S \qquad u_S = 0 \qquad I_i = 0 \tag{8.134}$$

Astfel:

$$\frac{\overline{U}_S}{U_i} = \frac{I_i}{I_S} = t_c^* \tag{8.135}$$

cu:

$$t_c^* = \frac{t_c}{T}.$$

Funcționarea în cadranul al doilea se realizează menținând T_3 închis permanent și făcând chopparea cu T_4, care este în conducție pe duratele $(t_c)'$ ale unei perioade T.

Întreruptoarele T_1 și T_2 sunt deschise.

Dacă T_4 este închis, curentul trece prin D_3, sarcină și T_4:

$$i_{D3} = i_{T4} = -\overline{I}_S \qquad i_i = 0 \qquad u_S = 0 \tag{8.136}$$

În timpul deschiderilor lui T_4, curentul trece prin D_3, sarcină și D_1:

$$i_{D3} = i_{D1} = -I_i = -\overline{I}_S \qquad u_S = U_i \tag{8.137}$$

Deci:

$$\frac{\overline{U}_S}{U_i} = \frac{I_i}{\overline{I}_S} = 1 - \left(t_c^*\right)' \tag{8.138}$$

cu:

$$\left(t_c^*\right)' = \left(t_c\right)' / T .$$

Pentru mersul în cadranul al treilea, T_4 este închis în permanență și chopparea este realizată prin T_2 care se află în conducție în timpul $\left(t_{c1}\right)'$ pe fiecare perioadă T.

Întreruptoarele T_1 și T_3 sunt deschise.

Dacă T_2 este închis, curentul trece prin T_2, sarcină și T_4:

$$i_{T2} = i_{T4} = i_i = -\overline{I}_S \qquad u_S = -U_i \tag{8.139}$$

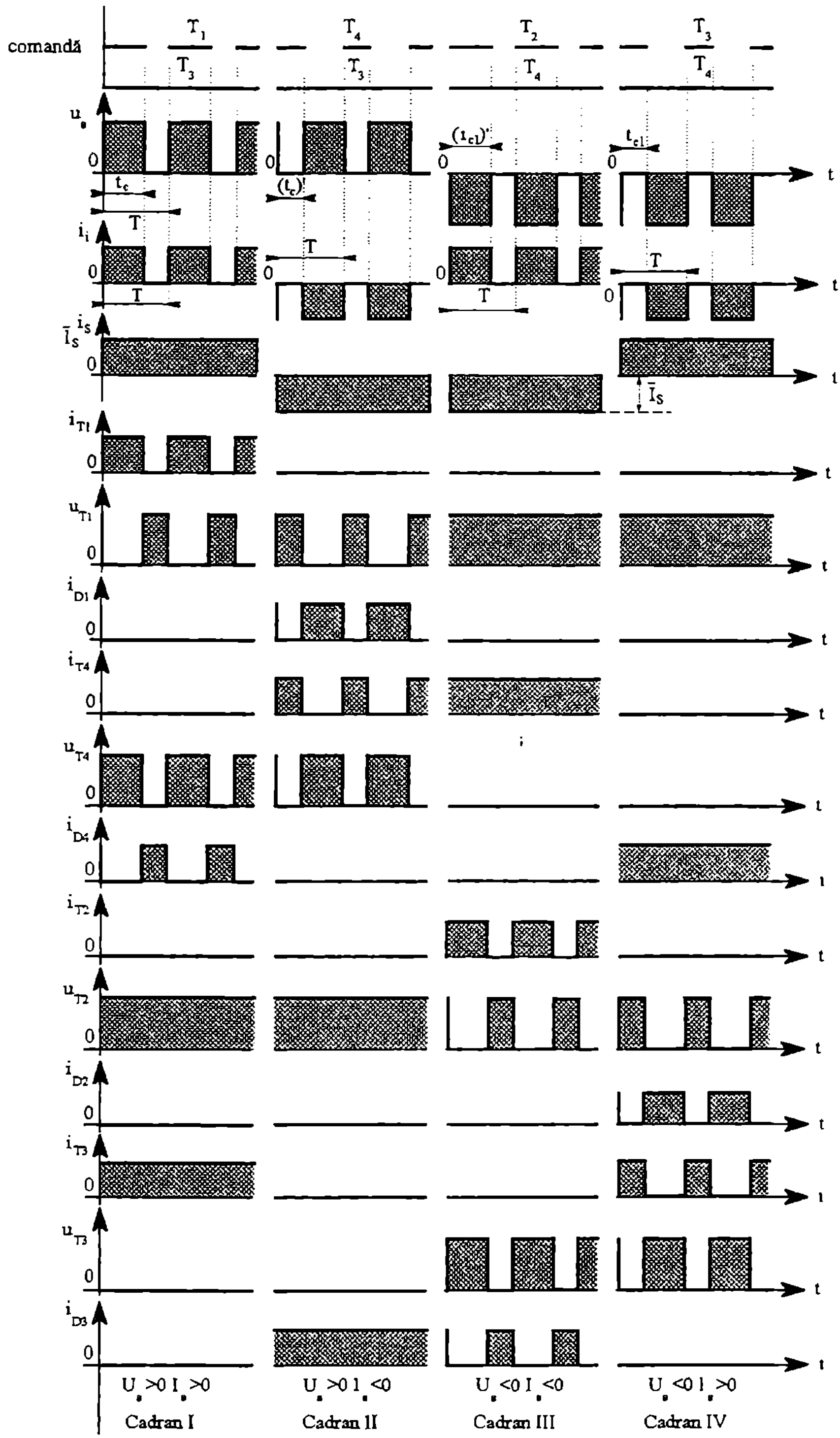


Fig. 8.49 Formele de undă pentru comanda secvențială a unui chopper "în patru cadrane".

În timpul blocării lui T_2, curentul trece prin D_3, sarcină și T_4.

$$i_{D3} = i_{T4} = -\bar{I}_S \qquad u_S = 0 \tag{8.140}$$

Se poate scrie:

$$-\frac{\overline{U}_S}{U_i} = -\frac{I_i}{\bar{I}_S} = \left(t_{c1}^{*}\right)' \tag{8.141}$$

cu:

$$\left(t_{c1}^{*}\right)' = \frac{\left(t_{c1}\right)'}{T}.$$

Pentru cadranul al patrulea T_4 rămâne închis și T_3 are rolul de choppare; întreruptoarele T_1 și T_2 sunt blocate.

T_3 este în conducție pe intervalul t_{c1} din T. Dacă T_3 este închis, curentul trece prin D_4, sarcină și T_3:

$$i_{D4} = i_{T3} = I_S; \qquad i_i = 0; \qquad u_S = 0 \tag{8.142}$$

Când T_3 este blocat, curentul trece prin D_4, sarcină și D_2:

$$i_{D4} = i_{D2} = I_S = -I_i \qquad u_S = -U_i \tag{8.143}$$

Deci:

$$-\frac{\overline{U}_S}{U_i} = -\frac{I_i}{\bar{I}_S} = 1 - t_{c1}^{*} \tag{8.144}$$

cu:

$$t_{c1}^{*} = t_{c1} / T.$$

Dacă comanda întreruptoarelor este complementară, adică dacă:

$$t_c^{*} + \left(t_c^{*}\right)' = 1 \tag{8.145}$$

$$t_{c1}^{*} + \left(t_{c1}^{*}\right)' = 1 \tag{8.146}$$

atunci regimul conducției continue este asigurat chiar pentru valori scăzute ale curentului de sarcină.

În cazul comenzii secvențiale, ondulația curentului de ieșire este inferioară celei obținute cu comanda continuă.

Se poate modifica rolul semiconductoarelor.

De exemplu, pentru tensiuni $\overline{U_S} > 0$, se poate menține T_1 închis în permanență și se face chopparea prin T_3 pentru primul cadran, iar prin T_2 pentru cel de-al doilea.

Pentru tensiuni $\overline{U_S} < 0$, T_2 poate fi în conducție permanent și chopperele sunt T_4 pentru cadranul al treilea și T_1 pentru al patrulea.

9

INVERTOARE CU COMUTAȚIE COMANDATĂ

Invertoarele sunt convertoare statice de putere continuu-alternativ. Ele transformă o sursă de tensiune (sau curent) continuu într-o sursă de tensiune (sau curent) alternativă, de amplitudine sau/și frecvență variabilă. Ele sunt utilizate ca surse de tensiune alternativă de siguranță sau pentru alimentarea și reglajul vitezei mașinilor electrice.

Invertoarele cu tiristoare sunt numite "cu comutație forțată",deoarece ele au nevoie de circuite auxiliare speciale pentru blocajul acestora. Aceste circuite conțin condensatoare și/sau inductanțe pentru acumularea energiei necesare blocării.

9.1 Clasificare

Invertoarele cu comutație comandată se pot clasifica după mai multe criterii:

a) după numărul de faze ale semnalului la ieșire:
- monofazat ⇒ invertor monofazat;
- trifazat ⇒ invertor trifazat.

b) după natura circuitului de alimentare și după mărimea comutată în circuitul de ieșire:
- invertoare de tensiune: sunt cele alimentate de la o sursă de tensiune continuă, mărimea comutată în circuitul de ieșire fiind tensiunea, iar forma curentului este impusă de sarcină;
- invertoare de curent: sunt cele alimentate de la o sursă de curent continuu, mărimea comutată în circuitul de ieșire fiind curentul, iar forma tensiunii este impusă de sarcină.

Atât invertoarele de tensiune, cât și cele de curent pot fi monofazate și trifazate. Natura sursei continue impune natura receptorului alternativ:
- invertoarele de tensiune alimentează receptoare de curent;

- invertoarele de curent alimentează receptoare de tensiune, pentru că sursa și receptorul (sarcina) trebuie să fie de naturi diferite.

c) după forma de undă la ieșire:
- invertoare cu semnal dreptunghiular;
- invertoare cu semnal dreptunghiular modulat în durată;
- invertoare cu semnal sinusoidal;
- invertoare cu semnal sintetizat care aproximează sinusoida prin trepte.

d) după modul de comandă:
- invertoare comandate cu undă plină;
- invertoare comandate pe principiul modulării în durată a impulsurilor de comandă (MID; MLI - în limba franceză, PWM - în limba engleză)

Invertoarele de tensiune mai pot fi clasificate și după numărul de nivele de tensiune de la ieșire în:
- invertoare cu două nivele;
- invertoare cu trei nivele cu punct neutru flotant;
- invertoare multinivel cu celule de comutație imbricate;

Majoritatea invertoarelor monofazate și trifazate sunt construite având la bază brațul de semipunte monofazată. Puntea monofazată conține două brațe, iar cea trifazată trei. Fiecare braț conține două comutatoare care funcționează în contra-timp: când unul este închis, celălalt este deschis și invers.

Comanda comutatoarelor este făcută astfel încât mărimea alternativă de ieșire dacă este monofazată are valoarea medie nulă și dacă este trifazată are valoarea medie a mărimii de fază nulă.

O categorie specială de invertoare sunt cele cu circuit rezonant. Comutația întreruptoarelor se face cu o frecvență apropiată de frecvența de rezonanță a sarcinii și sarcina este aceea care controlează comutația, de aceea aceste invertoare mai sunt numite și cu comutație de la sarcină. Având modul de comandă ca și de aplicație particular, vor fi studiate într-un paragraf separat. Pentru fiecare tip de invertor, funcționarea depinde de natura sarcinii. Diferențele de funcționare se vor exemplifica pentru anumite cazuri, considerând diverse tipuri de sarcini.

Pentru a ușura înțelegerea fenomenelor legate de funcționare, în unele cazuri se vor considera valabile 3 ipoteze:

9.a Sursa care furnizează mărimea de intrare continuă este perfectă (sursă de tensiune cu impedanță internă neglijabilă, sursă de curent cu impedanță internă infinită);

9.b Întreruptoarele sunt ideale, (cădere de tensiune în direct nulă, curent de scurgere în invers nul, comutații instantanee);

9.c Receptorul alternativ este perfect (absoarbe un curent sau o tensiune sinusoidală).

Studiul invertoarelor se va face conform clasificării de la punctul c).

9.2 Invertoare de tensiune cu tensiune dreptunghiulară la ieșire

Invertoarele cu tensiune la ieșire dreptunghiulară sunt utilizate în convertoarele cu fază intermediară de tensiune continuă (în combinație cu redresoare comandate) sau pentru alimentarea sarcinilor care suportă armonici de rang ridicat.

Pentru sarcinile care cer o alimentare de calitate, obţinerea tensiunii sinusoidale la ieşire se realizează printr-un filtru "trece-jos".

9.2.1 Invertorul paralel

Invertorul paralel este un invertor monofazat de tensiune. Schema este prezentată în fig. 9.1. Numele său provine de la apariţia în paralel a condensatorului care furnizează puterea reactivă necesară comutaţiei, cu tiristorul care se blochează.

9.2.1.1 Funcţionarea cu sarcină rezistivă

Privind schema din fig. 9.1, se poate observa uşor că aceasta este asemănătoare cu schema unui redresor monofazat cu punct median, la care se adaugă condensatorul necesar blocării pe rând a tiristoarelor.

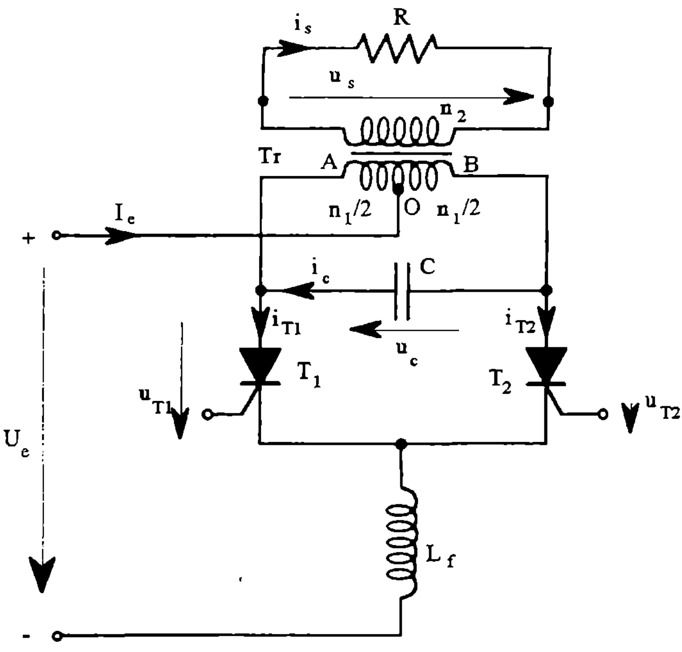


Fig. 9.1 Invertor de tensiune paralel cu tiristoare.

Sarcina rezistivă R este conectată în secundarul transformatorului Tr, considerat fără pierderi şi cu un curent de magnetizaee neglijabil. Primarul transformatorului are o priză mediană, astfel încât, dacă se aplică o tensiune U_e între punctele A şi O, se obţine la bornele condensatorului $u_c = u_{BA} = 2U_e$, prin efect de autotransformator. În acelaşi timp, avem $u_s = u_{BA} = u_c$ (dacă $n_1 = n_2$ numărul de spire). Inductanţa L_f de filtrare ne permite să considerăm constant curentul furnizat de sursă. În acelaşi timp, L_f limitează curentul absorbit la valori acceptabile. Circuitul de comutaţie este format din C, T_1 şi T_2.

Formele de undă sunt cele din fig. 9.2, (trasate cu linie continuă). În fig. 9.3 se poate urmări comutaţia între tiristoarele T_2 şi T_1, etapă cu etapă.

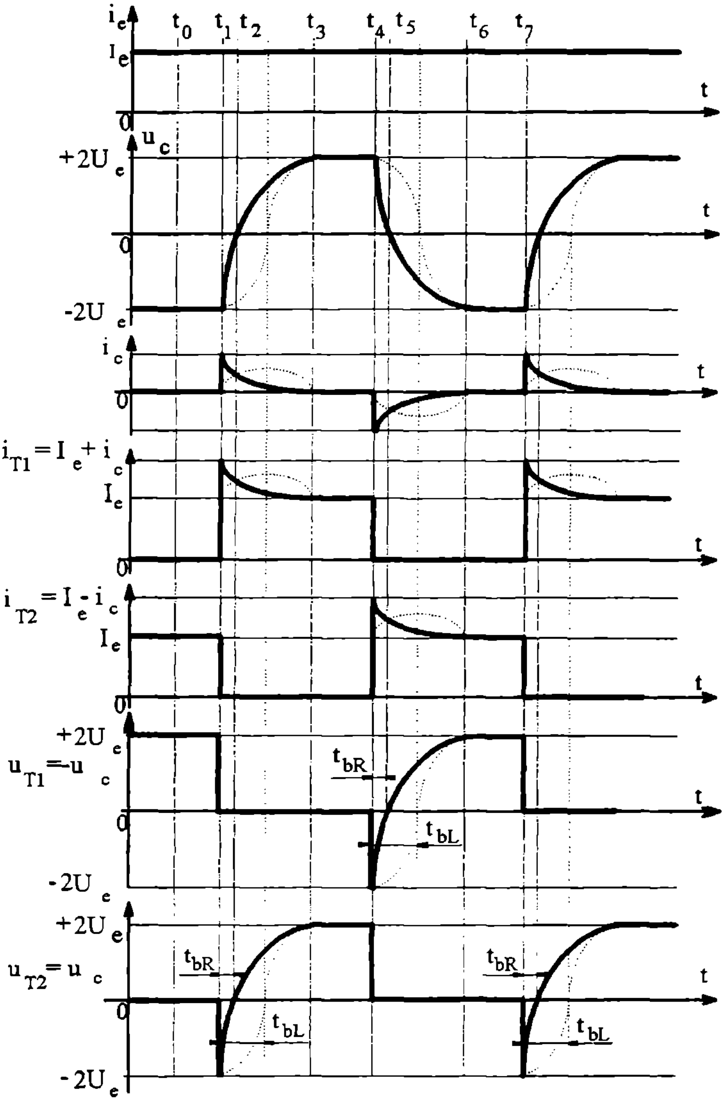


Fig. 9.2 Invertorul paralel cu sarcină rezistivă sau rezistiv-inductivă: (linie continuă-sarcină rezistivă; linie întreruptă-sarcină rezistiv-inductivă).

Se presupune că, la momentul t_0, T_2 este în conducție. El este parcurs de curentul $i_{T2}=I_e$.

În secundar se aplică $u_{0B}=U_e$ și rezultă de aici (vezi fig. 9.3,a):

$$u_{AB}=2U_e \quad \text{și} \quad u_C=-u_{AB}=-2U_e \tag{9.1}$$

La momentul t_1 se comandă amorsarea lui T_1. T_2 se blochează, deoarece:

$$u_{T2}=u_c=-2U_e \tag{9.2}$$

şi curentul de descărcare al condensatorului se adaugă la curentul iniţial în tiristorul T_1, ajutând astfel la amorsarea acestuia.

$$i_{T1} = I_e + i_c \tag{9.3}$$

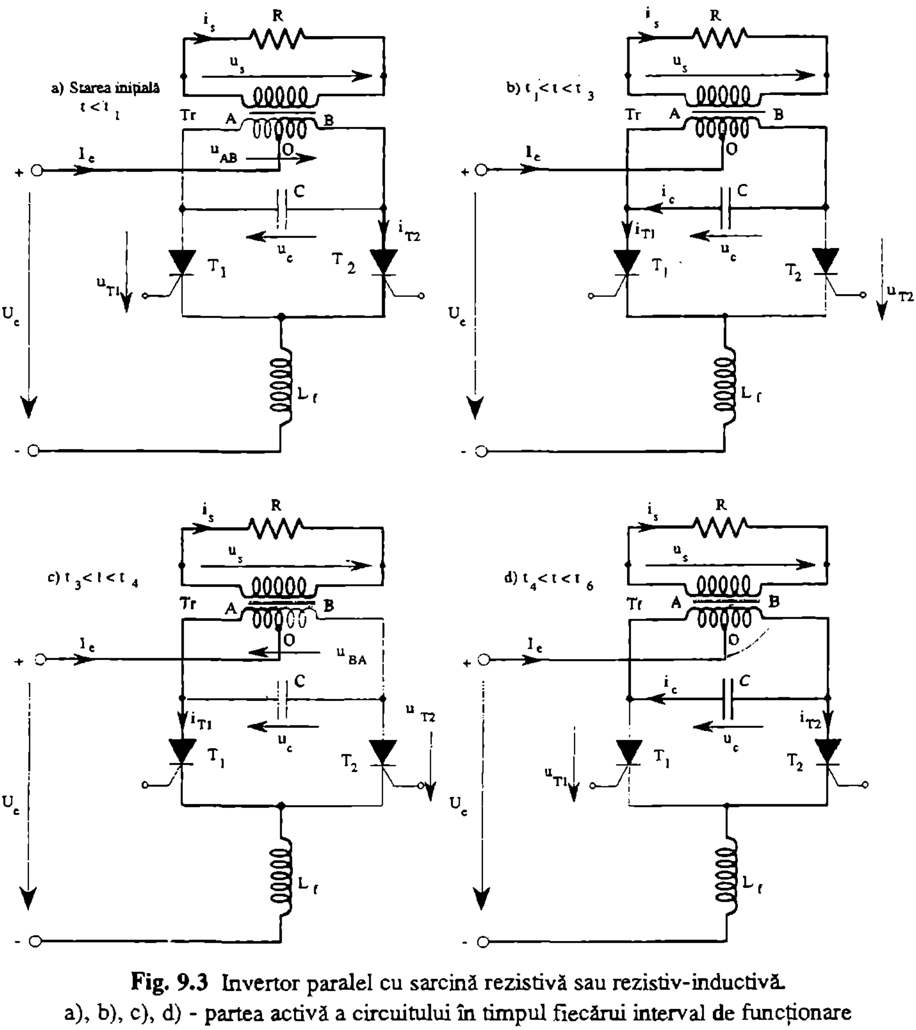


Fig. 9.3 Invertor paralel cu sarcină rezistivă sau rezistiv-inductivă.
a), b), c), d) - partea activă a circuitului în timpul fiecărui interval de funcţionare

În momentul t_2, condensatorul s-a descărcat, tensiunea sa este nulă şi tiristorul T_2 şi-a recăpătat capacitatea de blocare. I se poate aplica acum o tensiune directă, care este întotdeauna tensiunea condensatorului care se reîncarcă cu o polaritate inversă:

$$u_{0A} = U_e \qquad u_{BA} = 2U_e \qquad u_c = u_{BA} = 2U_e \tag{9.4}$$

În intervalul (t_3, t_4) condensatorul rămâne încărcat şi $u_c = 2U_e$. La momentul t_4, se comandă amorsarea lui T_2. T_1 se blochează, deoarece:

$$u_{T1} = -u_c = -2U_e \tag{9.5}$$

și curentul de descărcare al condensatorului determină creșterea curentului inițial în tiristorul T_2, facilitând astfel amorsarea acestuia:

$$i_{T2} = I_e - i_c \tag{9.6}$$

Se poate considera că intervalul $t_4 - t_1$ reprezintă jumătatea perioadei de funcționare a invertorului. Situația circuitului la momentul t_7 este aceeași cu cea la momentul t_1 și fenomenele se repetă periodic.

Pe durata comutației, de exemplu $t \in (t_1, t_3)$, pentru circuitul din fig. 9.3,b se poate scrie:

$$\frac{n_1}{2}(I_e - i_c) - \frac{n_1}{2} i_c = n_2 i_s \tag{9.7}$$

cu: $i_c = C\dfrac{du_c}{dt} = kC\dfrac{du_s}{dt}$, unde: $k = \dfrac{n_1}{n_2}$;

și: $u_s = Ri_s$ și de asemenea: $u_{T2} = u_c = ku_s$.

În final, se obține:

$$RCk^2 \frac{di_s}{dt} + i_s = \frac{k}{2} I_e \tag{9.8}$$

cu condiția inițială:

$$i(0) = -i\left(T/2\right)$$

și soluția:

$$i_s(t) = \frac{k}{2} I_e + A e^{-t/(RCk^2)}$$

Dacă se notează: $RCk^2 = \tau$ și se ține cont de condiția inițială, se poate determina constanta A:

$$\frac{k}{2} I_e + A = -\frac{k}{2} I_e - A e^{-T/2\tau} \Rightarrow A = -\frac{kI_e}{1 + e^{-T/2\tau}}$$

și, cu ajutorul acestei constante, forma finală a soluției:

$$i_s(t) = \frac{kI_e}{2}\left(1 - \frac{2e^{-t/\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}}\right) \tag{9.9}$$

Acum se deduce ușor:

$$u_c(t) = \frac{k^2}{2} RI_e\left(1 - \frac{2e^{-t/\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}}\right) \tag{9.10}$$

$$i_c(t) = I_e \frac{e^{-t/\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}} \tag{9.11}$$

Timpul t_{bR} rezultă din condiţia:

$$u_c(t_{bR})=0$$

şi trebuie comparat cu t_q-timp de dezamorsare al tiristorului, care este o dată de catalog pentru acesta:

$$t_{bR}=\tau\ln\frac{2}{1+e^{-T/2\tau}}>t_q \tag{9.12}$$

Această schemă nu funcţionează bine decât cu sarcină rezistivă. În gol, tensiunea la bornele condensatorului creşte repede la valori periculoase, datorită energiei absorbite de la sursa de tensiune continuă şi care nu se poate utiliza în circuitul de tensiune alternativă. Această energie se va acumula, la fiecare comutaţie, în câmpul electric al condensatorului. De acest fapt trebuie să se ţină cont, iar condensatorul să se dimensioneze în aşa fel încât, pentru sarcina minimă, tensiunea la bornele sale să nu fie prea mare pentru întreruptoare (tiristoare). O altă condiţie impusă condensatorului este aceea de a avea un timp de descărcare t_{bR} superior timpului de dezamorsare al tiristorului, t_q (vezi relaţia 9.12). Dar t_{bR} depinde de valoarea sarcinii acumulate (curentului de sarcină) încât, pentru suprasarcini de scurtă durată, acesta poate deveni atât de mic încât tiristoarele să nu mai dispună de timpul necesar pentru a se bloca, determinând defectarea invertorului (conducţie în "cross").

9.2.1.2 Funcţionarea cu sarcină rezistiv-inductivă

La funcţionarea cu sarcină rezistiv-inductivă, energia acumulată în câmpul magnetic al inductanţei nu se disipă decât parţial în rezistenţă. Restul de energie este cedat, în timpul perioadei de comutaţie, condensatorului. Sursa nu poate primi această energie din cauza componentelor semiconductoare unidirecţionale. În ipoteza în care în circuit nu există elemente disipative, tensiunea la bornele condensatorului creşte la infinit. În realitate, regimul tinde să se stabilizeze, dar tensiunea u_c creşte la fiecare comutaţie şi poate atinge de 10...20 de ori valoarea tensiunii de alimentare U_e. O sarcină cu inductanţă mare are avantajul că determină o formă de undă a tensiunii secundare u_s mai apropiată de sinusoidă. Se va deduce din nou expresia variabilelor. În acest caz, plecând de la :

$$u_s=Ri_s+L\frac{di_s}{dt}$$

şi cu toate celelalte relaţii neschimbate, se obţine:

$$LCk^2\frac{di_s^2}{dt^2}+RCk^2\frac{di_s}{dt}+i_s=\frac{k}{2}I_e \tag{9.13}$$

Soluţia depinde de semnul determinantului Δ al ecuaţiei caracteristice, dedus din ecuaţia diferenţială:

$$\Delta=R^2C^2k^4-4LCk^2=4k^4L^2C^2\left(\frac{R^2}{4L^2}-\frac{1}{LCk^2}\right)=4k^4L^2C^2\left(\delta^2-\frac{\omega_o^2}{k^2}\right)$$

cu:

$$\delta=\frac{R}{2L} \quad \text{şi} \quad \omega_o^2=\frac{1}{LC}.$$

Dacă $\Delta > 0$, atunci i_s are o variație exponențială;

Dacă $\Delta < 0$, adică: $\delta < \omega_o/k$, sau $\frac{R}{2L} < \frac{1}{k\sqrt{LC}}$, ceea ce reprezintă de fapt cazul real al unei sarcini rezistiv-inductive, răspunsul este periodic amortizat:

$$i_s(t) = \frac{k}{2} I_e + e^{-\delta t}\left(A\cos\omega t + B\sin\omega t\right) \tag{9.14}$$

cu: $\omega = \sqrt{\left(\omega_o^2 - \delta^2\right)}$

Ținând cont de condițiile impuse de simetrie:

$$i(0) = -i\left(T/2\right) \quad \text{și} \quad \left.\frac{di_s}{dt}\right|_{t=0} = -\left.\frac{di_s}{dt}\right|_{t=T/2}$$

se pot determina constantele A și B:

$$A = -\frac{kI_e}{\omega}\frac{\omega + \left(\omega\cos\omega\frac{T}{2} - \delta\sin\omega\frac{T}{2}\right)e^{-\delta T/2}}{1 + 2\cos\omega\frac{T}{2}e^{-\delta T/2} + e^{-\delta T}}; \quad B = -\frac{kI_e}{\omega}\frac{\delta + \left(\delta\cos\omega\frac{T}{2} + \omega\sin\omega\frac{T}{2}\right)e^{-\delta T/2}}{1 + 2\cos\omega\frac{T}{2}e^{-\delta T/2} + e^{-\delta T}}$$

Formele de undă sunt reprezentate cu linie punctată în fig. 9.2. Considerațiile cu privire la timpul de descărcare al condensatorului rămân valabile, dar de data aceasta el este mai mare decât în cazul precedent: $t_{bL} > t_{bR}$.

9.2.1.3 Funcționarea cu diodă de regim liber

Dezavantajele prezentate mai înainte pot fi eliminate cu ajutorul a două diode de regim liber D_1 și D_2 (fig. 9.4). Ele permit scurgerea de energie spre sursa de tensiune continuă. D_1 și D_2 sunt montate simetric în raport cu mijlocul înfășurării primare, în așa fel încât: $n_{12} = (0,1...0,2)n_{11}$. Această schemă se numește Mc Murray - Shattuck.

Diodele D_{S_1} și D_{S_2} sunt diode de separare, care împiedică descărcarea accidentală a condensatorului dacă sarcina este activă și prezintă o tensiune electromotoare alternativă. Dacă sarcina este pasivă (rezistiv-inductivă), nu este nevoie de diode de separare.

Inductanța de comutație L_k separă tiristoarele T_1 și T_2 de diodele D_1 și D_2, și formează împreună cu C un circuit oscilant. Inductanța de filtrare L_f nu mai este necesară. L_k este mult mai mică decât L_f, ceea ce reprezintă un avantaj. De asemenea, ea are rolul de a limita vârfurile curentului de intrare i_e la intrarea în conducție a tiristoarelor.

Condensatorul de comutație C poate fi destul de mic, chiar pentru valori mari ale lui L. În gol, tensiunea la bornele sale nu depășește decât cu puțin valoarea $2U_e$.

Pentru a înțelege mai ușor funcționarea acestei scheme, trebuie să se țină cont că:

- inductanța de sarcină L împiedică variația discontinuă a curentului de sarcină i_s și deci a solenațiilor secundare și primare;
- tensiunea u_c la bornele condensatorului C nu poate prezenta discontinuitate. Potențialele diverselor puncte ale primarului transformatorului $(v_A, v_B, v_{A'}, v_{B'})$, sau ale secundarului au aceeași proprietate;
- inductanța L_k fiind în serie cu T_1 sau T_2, suma $i_{T1} + i_{T2}$ nu poate suferi discontinuități.

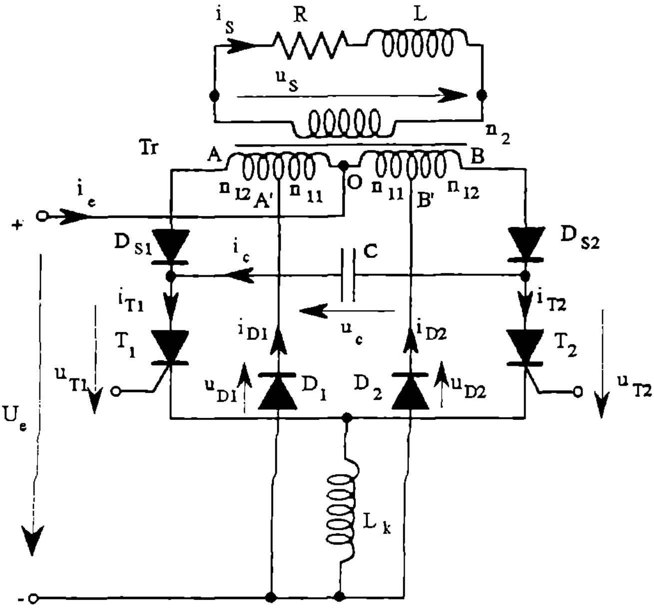


Fig. 9.4 Invertor paralel cu diode de regim liber.

Succesiunea fenomenelor pe durata comutaţiei este prezentată în fig. 9.5 şi formele de undă, în fig. 9.6.

Înainte de momentul t_o, considerat drept origine a timpilor, se presupune că T_2 este cel care conduce, curentul i_{T2} având o variaţie foarte lentă, determinată de cea a lui i_s. În circuitul desenat cu linie groasă în fig. 9.5,a, care este cel parcurs de curent în acest interval, avem:

$$U_e - u_{OB} - L_k \frac{di_{T2}}{dt} = 0 \tag{9.15}$$

sau:

$$u_{OB} = U_e - L_k \frac{di_{T2}}{dt} = U_e,$$

deci relaţii similare cu cele scrise pentru schema din fig. 9.3:

$$u_{AB} = 2U_e \quad \text{şi} \quad u_c = -u_{AB} = -2U_e$$

În momentul t_o tiristorul T_1 primeşte un semnal pe poartă, se deblochează şi permite aplicarea tensiunii u_c la bornele lui T_2, aşa încât acesta se blochează: $u_{T2} = u_c = -2U_e$. Curentul i_{T2} este nul şi, deoarece suma $i_{T1} + i_{T2}$ nu poate avea discontinuităţi, i_{T1} ia imediat valoarea lui i_{T2} exact înainte de blocare. Pentru a compensa variaţia curenţilor şi a evita o discontinuitate a solenaţiilor, curentul i_c ia brusc valoarea $2i_{T1}$. Între t_o şi t_1, evoluţia circuitului (vezi fig. 9.5,b) este descrisă de:

$$u_{OA} = \frac{u_{BA}}{2} = \frac{u_c}{2} = U_e - L_k \frac{di_{T1}}{dt} \tag{9.16}$$

La începutul intervalului, $u_c/2 = -U_e$ şi:

$$\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t} = \frac{U_e - u_c/2}{L_k} = \frac{2U_e}{L_k} > 0 \tag{9.17}$$

Curentul i_{T1} creşte, deci condensatorul se descarcă, apoi se reîncarcă până la valoarea $2U_e$. Din ecuaţia (9.16) rezultă $\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t} = 0$; aşadar, i_{T1} este maxim când $u_c = 2U_e$. Apoi curentul i_{T1} începe să scadă. Curentul absorbit este egal cu: $i_e = i_{T1} + i_c$. La momentul t_5, $u_c = u_{T1} = 0$.

Tensiunile la bornele diodelor sunt:

$$u_{D2} = -U_e - \frac{u_c}{2}\frac{1}{1+k'} \quad \text{sau} \quad u_{D2} = -U_e - \frac{u_c}{2}\frac{n_{11}}{n_{11}+n_{12}} \tag{9.18}$$

cu: $k' = n_{12}/n_{11}$.

Această tensiune trebuie să rămână negativă şi D_2 blocată.

$u_{D1} = -u_{A'A} - L_k\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t}$, sau, ţinând cont de relaţia (9.16):

$$u_{D1} = -\frac{n_{12}}{n_{11}+n_{12}}\frac{u_c}{2} + \frac{u_c}{2} - U_e \quad \text{şi} \quad u_{D1} = \left(-\frac{k'}{k'+1} + 1\right)\frac{u_c}{2} - U_e \tag{9.19}$$

Această etapă încetează când u_{D1} devine pozitivă şi D_1 conduce, la momentul t_1:

$$u_c = \frac{2U_e}{1 - \frac{k'}{k'+1}} = 2(k'+1)U_e \tag{9.20}$$

Întrucât: $v_{OA'} = U_e = \text{const.}$, u_c nu mai variază şi rămâne la valoarea constantă $2(k'+1)U_e$ ceea ce determină un curent $i_c = 0$. Solenaţiile pierdute (i_c parcurge jumătatea OB a secundarului) vor fi compensate de creşterea lui i_{D1} în momentul t_1, în aşa fel încât:

$$i_{D1}n_{11} = (n_{12} + n_{11})i_c \quad \text{sau:} \quad i_{D1} = (1+k')I_c \tag{9.21}$$

cu: I_c-valoarea curentului de încărcare al condensatorului la momentul t_1.

Etapa următoare, între t_1 şi t_2 este reprezentată în fig. 9.5,c. Evoluţia variabilelor se face conform ecuaţiilor:

$$Ri_s + L\frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} = \frac{n_2}{n_1}2(1+k')U_e \tag{9.22}$$

$$L_k\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t} = v_{AA'} = -v_{OA}\frac{n_{12}}{n_{11}} = -k'U_e < 0 \tag{9.23}$$

$$n_{12}i_{T1} + n_{11}(i_{T1} - i_{D1}) = n_2 i_s \tag{9.24}$$

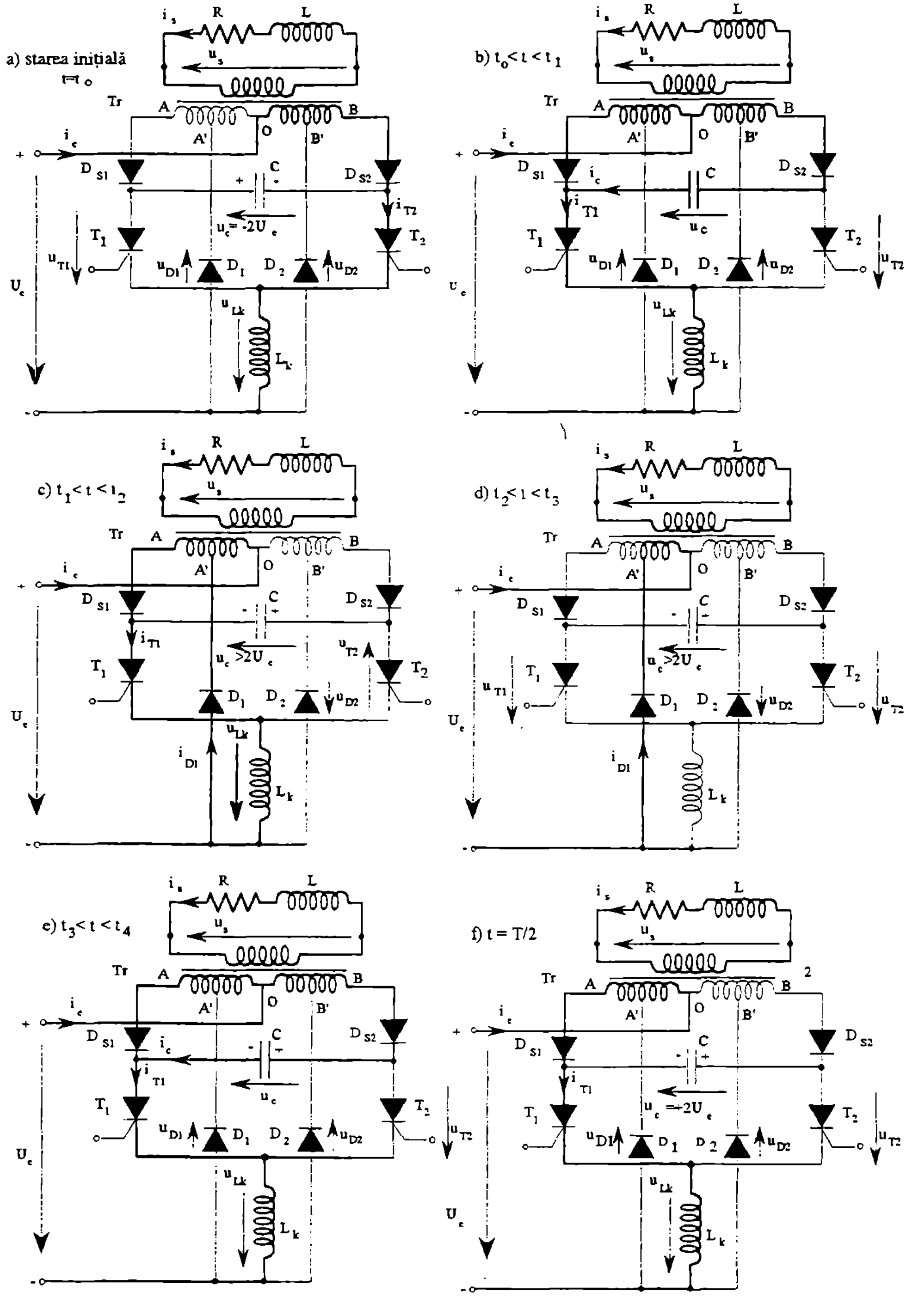


Fig. 9.5 Invertorul paralel cu diode de regim liber:
a), b), c), d), e), f) - partea activă a circuitului în timpul fiecărui interval.

Analizând aceste ecuații, se constată că:

- i_{T1} descrește și tinde spre zero;
- i_s, negativ din cauza defazajului inductiv, variază de asemenea spre zero, având tendința să devină pozitiv;
- diferența$(i_{T1} - i_{D1})$ este de asemenea negativă și tinde spre zero, adică i_{D1} este pozitiv și tinde spre zero, simultan cu i_s, dar mai lent decât i_{T1}.

În momentul t_2, $i_{T1} = 0$ și T_1 se blochează spontan. În intervalul (t_2, t_3), dată fiind conducția lui D_1, tensiunea rămâne constantă: $u_c = 2(1+k')U_e$.

Ecuația (9.22) rămâne încă valabilă și:

$$i_{D1} = \frac{n_2}{n_{11}} i_s \tag{9.25}$$

Curenții i_{D1} și i_s tind împreună spre zero.

În momentul t_3, $i_{D1} = 0$, D_1 se blochează, dar T_1 trebuie să poată prelua conducția (adică semnalul pe poarta sa trebuie să fie menținut) pentru a asigura evoluția lui i_s spre valori pozitive, după trecerea lui prin zero. Începând cu t_3 evoluția circuitului este descrisă de:

$$\begin{gathered} v_{OA} = \frac{u_c}{2} = U_e - L_k \frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t} \\ i_c = C \frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t} \\ i_{T1} = i_e + i_c \\ \frac{n_1}{2}(i_e - i_c) = n_2 i_s \\ R i_s + L \frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} = \frac{n_2}{n_1} u_c \end{gathered} \tag{9.26}$$

Tensiunea u_c scade puțin (cu $2k'U_e$) și tinde spre $2U_e$, curentul i_c fiind mic. Curentul i_s crește, deoarece tensiunea $u_s > 0$.

Curentul i_{T1} poate fi aproximat prin i_e: $i_{T1} = i_e = \frac{2n_2}{n_1} i_s$. El crește până la o valoare egală cu cea pe care a luat-o după amorsare, la $t = t_o$.

În momentul $t_4 = T/2$, tiristorul T_2 primește comanda de amorsare și fenomenele se desfășoară în același mod în cealaltă jumătate de înfășurare principală.

Din studiul variației formelor de undă, rezultă câteva condiții care trebuie să fie satisfăcute de către componentele semiconductoare ale montajului:

- trebuie să suporte o tensiune inversă:

$$V_{RRM} = (1{,}5 \ldots 2) 2U_e (1+k') \tag{9.27}$$

– trebuie să permită trecerea unui curent mediu:

$$\bar{I}_T = \frac{1}{T}\left(\frac{\hat{I}_T + I_o}{2}t_c + \frac{\hat{I}_T t_f}{2} + \frac{I_o t_t}{2}\right) \tag{9.28}$$

notațiile având semnificațiile care rezultă din fig. 9.6.

Pentru a putea utiliza această formulă, este necesar să se calculeze $\hat{I}_T, t_c$ și t_f.

Expresia analitică a lui i_{T1} se obține plecând de la ecuația:

$$u_c(t) = Ri_{T1} + L_k\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}\int_0^t (i_c + i_e)\mathrm{d}t + U_{co} \tag{9.29}$$

care are condițiile inițiale:

$$U_{co} = -2U_e; \qquad i_e(0) = I_o; \qquad i_{T1}(0) = I_o$$

Soluția este:

$$i_{T1}(t) = \frac{2U_e}{X}\sin\omega t + 2I_o\cos\omega t - I_o \tag{9.30}$$

punând:

$$X = \omega L_k; \quad \omega = \sqrt{\omega_o^2 - \delta^2}; \quad \omega_o^2 = 1/(L_k C); \quad \delta = R/(2L_k).$$

Comutația este încheiată când:

$$u_{L_k}(t_c) = L_k\left.\frac{\mathrm{d}i_{T1}}{\mathrm{d}t}\right|_{t=t_c} = 0 \tag{9.31}$$

de unde, ținând cont de relația (9.30), se obține:

$$t_c = \sqrt{(L_k C)}\arctan\sqrt{\frac{C}{L_k}}\frac{U_e}{I_o} \tag{9.32}$$

Trebuie să se verifice că: $t_q \geq (1...1,5)t_c/2$.

Din ecuația (9.30) se deduce valoarea repetitivă maximă a curentului care solicită tiristorul:

$$\hat{I}_T = 2\sqrt{\left(U_e^2\frac{C}{L_k} + I_o^2\right)} - I_o \tag{9.33}$$

cu:

$$I_o \simeq \frac{n_2}{n_{11} + n_{12}}\hat{I}_s$$

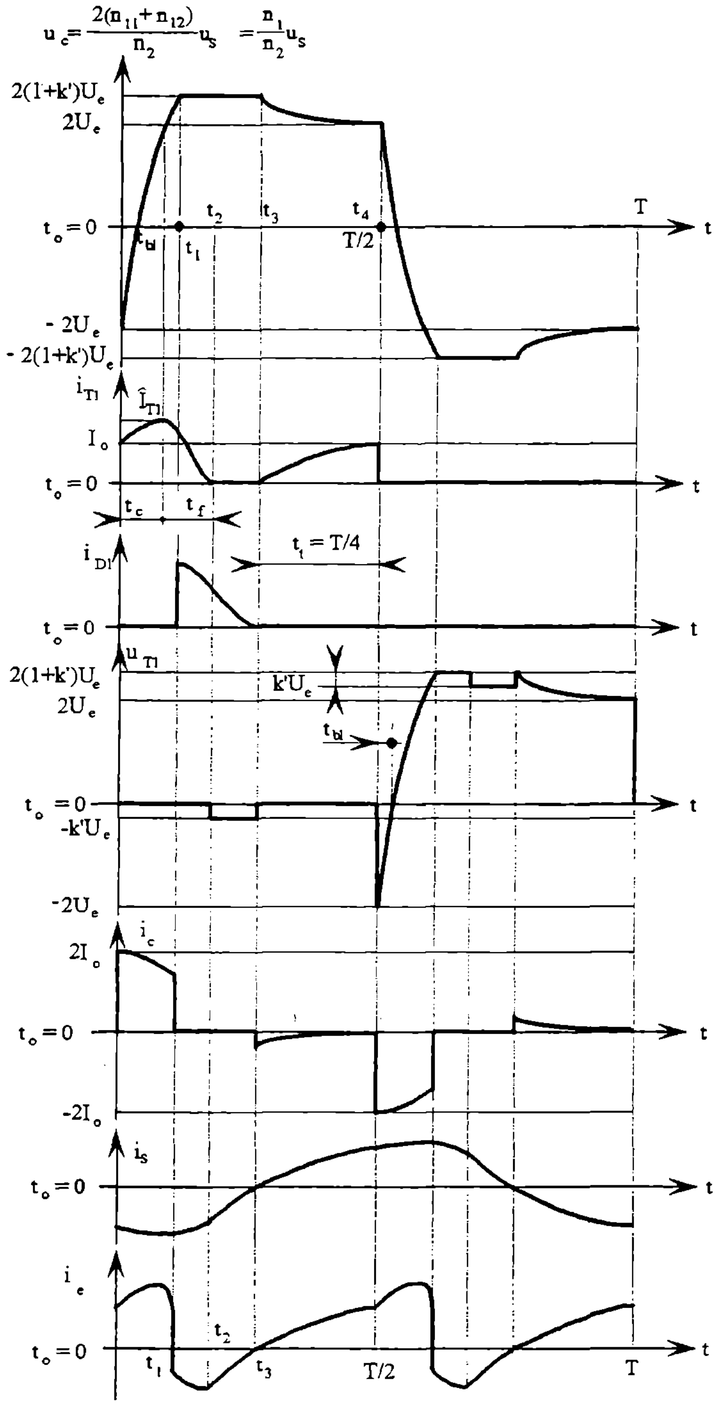


Fig. 9.6 Formele de undă pentru invertorul paralel cu diode de regim liber.

şi:

$$t_f = \frac{n_{11} L_k \hat{I}_T}{n_{12} U_e} \tag{9.34}$$

Elementele pasive sunt calculate cu relaţiile:

$$C = 2,69\frac{I_o t_{bl}}{U_e}; \quad L_k = 2,03\frac{U_e t_{bl}}{I_o}$$

unde:

$$t_{bl} = \frac{t_c}{2} \tag{9.35}$$

Funcţionarea rămâne neschimbată dacă condensatorul este montat între bornele secundare ale transformatorului.

Acest gen de invertor se utilizează atunci când tensiunea disponibilă pentru alimentarea sa este mică, deoarece el este "dublor de tensiune": când $n_1 = n_2$, dar tensiunea de ieşire nu este reglabilă.

Un alt avantaj al acestor invertoare , cu două tiristoare, este că sursa de alimentare trebuie să suporte doar căderea de tensiune pe un tiristor, lucru important pentru randamentul transformării, când sursa este de tensiune scăzută.

Dacă se utilizează două montaje "invertor paralel", care lucrează pe cele două primare ale aceluiaşi transformator (fig. 9.7), se poate obţine o bună stabilizare şi reglajul tensiunii de ieşire, chiar cu o sursă constantă de tensiune scăzută ca alimentare.

Comanda tiristoarelor celor două montaje este decalată cu un unghi 2α, astfel încât amplitudinea rezultantei celor două tensiuni, deci şi valoarea sa efectivă, să fie funcţie de acest defazaj:

$$U_s = 2U_e\sqrt{1-\frac{2\alpha}{\pi}} \quad .$$

Curentul secundar este filtrat cu două filtre: unul în serie (L_1, C_1) şi unul în paralel (L_2, C_2), ambele acordate pentru obţinerea la ieşire a fundamentalei u_{S_1} (fig. 9.7).

"Li" este un circuit care are rolul de a dezacorda circuitul (L_1, C_1) în cazul unui scurtcircuit, pentru a limita valoarea curentului de defect.

9.2.2 Invertorul monofazat în semipunte

Invertoarele în semipunte (fig. 9.8) numite şi invertoare cu sursă de tensiune cu punct median sunt "dubloare de curent".

Comutatoarelel K_i $(i = 1,2)$, aici prezentate ca fiind formate din câte un tiristor T_i şi o diodă D_i sunt bidirecţionale în curent şi unidirecţionale în tensiune.

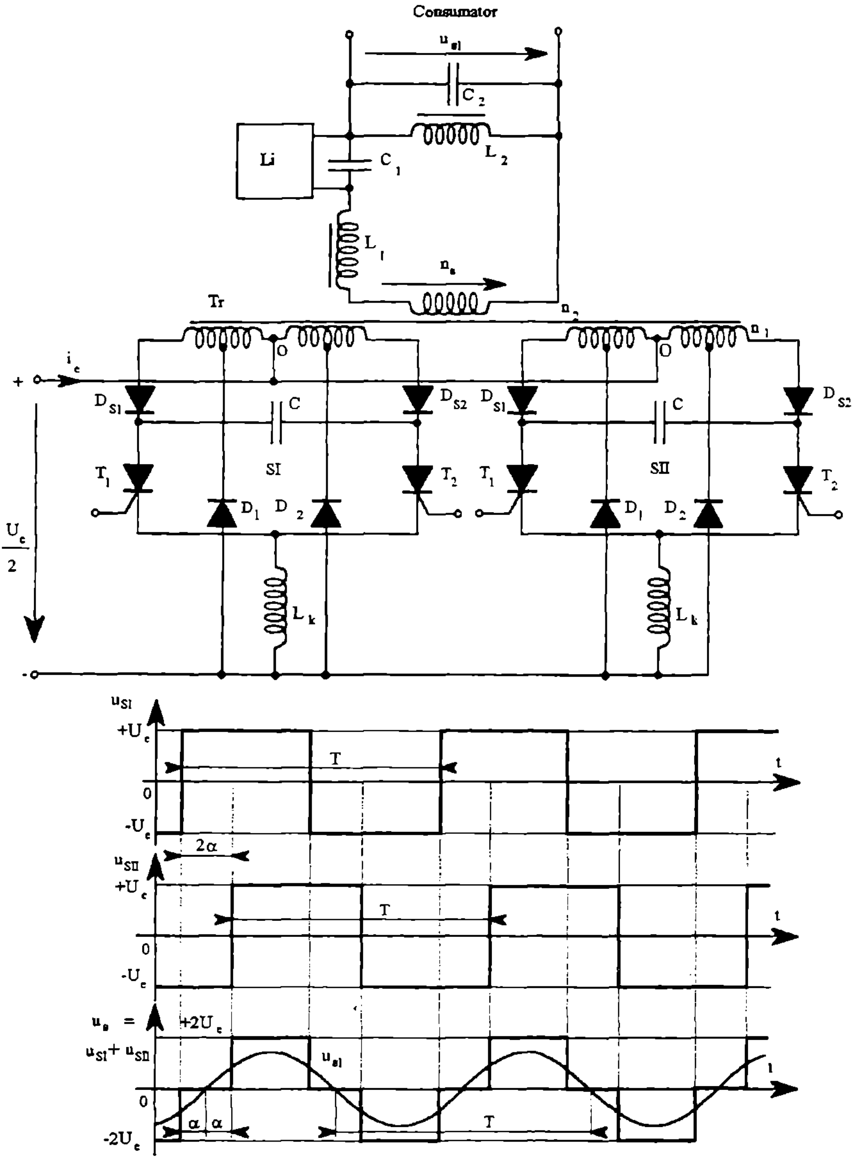


Fig. 9.7 Combinarea a două invertoare paralele: schema și formele de undă.

Punctul O este punctul median al sursei, obținut prin intermediul celor două condensatoare C.

Avem: $$u_{c1} + u_{c2} = U_e$$

de unde:

$$\frac{du_{c1}}{dt} = -\frac{du_{c2}}{dt}$$

şi:

$$i_{c1} = C\frac{du_{c1}}{dt} = -i_{c2} = -C\frac{du_{c2}}{dt} = i_c,$$

adică un condensator se încarcă şi altul se descarcă, cu acelaşi curent i_c.

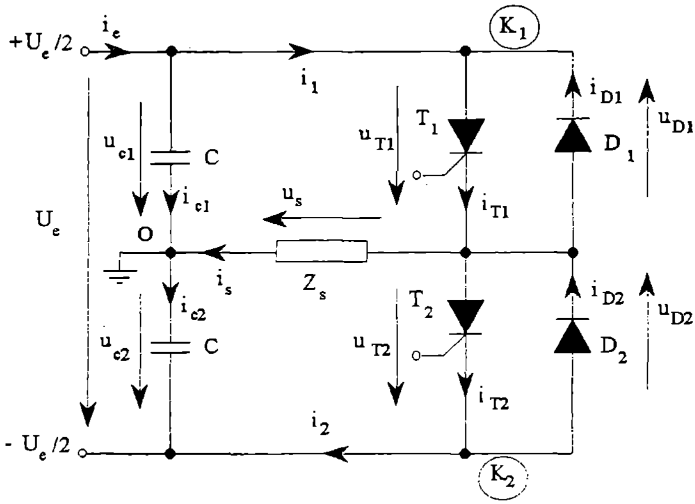


Fig. 9.8 Invertor în semipunte.

Teorema lui Kirchoff în nodul O ne permite să scriem:

$$i_s = i_{c2} - i_{c1}$$

şi:

$$i_s = -2i_c \tag{9.36}$$

Deci curentul care ajunge la punctul median O este dublul curentului care circulă prin braţul divizorului capacitiv.

Când T_1 sau D_2 conduc, avem următoarele relaţii între curenţi:

$$i_e = i_1 + i_{c1} = i_s + i_c = -2i_c + i_c = i_c$$

şi, cu relaţia (9.36):

$$i_s = +2i_e \tag{9.37}$$

Când T_2 sau D_1 conduc, avem:

$$i_e = i_2 + i_{c2} = i_2 - i_c = -i_s - i_c = 2i_c - i_c = i_c$$

apoi:

$$i_s = -2i_e$$

Aşadar, comutatoarele sunt mai solicitate în curent $(2i_e)$ decât în tensiune (U_e), în comparaţie cu invertorul paralel alimentat la o aceeaşi sursă şi cu o aceeaşi sarcină.

Formele de undă pentru funcționarea cu sarcină inductivă și capacitivă,cu luarea în considerație a ipotezelor 9.a, 9.b și 9.c,sunt date în fig. 9.9.

Se observă că pentru funcționarea atât cu sarcină inductivă ,cât și capacitivă comutatoarele trebuie să fie comandabile atât la deschidere , cât și la închidere.

În fig. 9.10,a este prezentat un montaj simplu, cu elemente pasive necesare comutației. În fig. 9.10,b și c sunt prezentate două variante: cu ameliorarea comutației b) și a recuperării c). Montajul din fig. 9.10,c este cel mai des utilizat. Existența diodelor de recuperare permite înapoierea la sursă a unei părți din energia înmagazinată în inductanța *L* la începutul comutației.

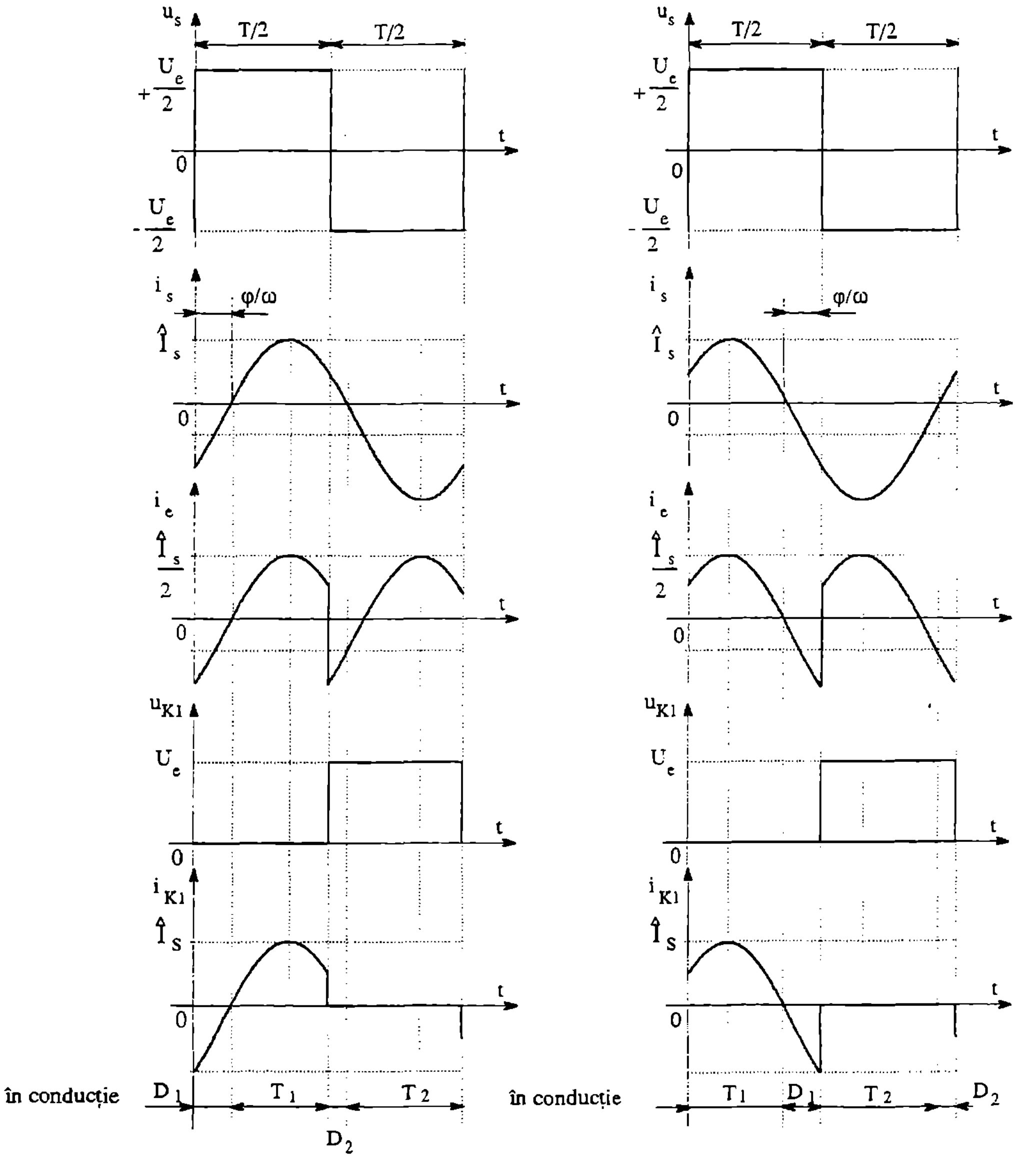


Fig. 9.9 Forme de undă pentru invertorul monofazat în semipunte.

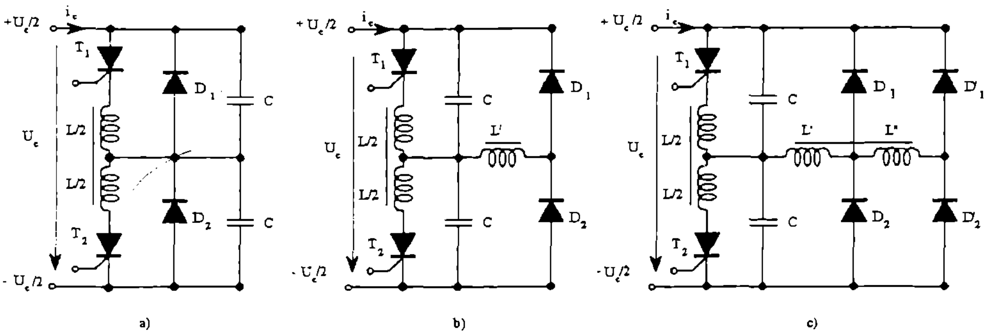


Fig. 9.10 Montajele practice pentru invertoarele în semipunte.

9.2.3 Invertorul în punte monofazată

Invertorul este constituit din 2 brațe de semi-punte. Pentru generalitate, în fig. 9.11 comutatoarele K_i au fost prezentate ca fiind alcătuite dintr-un întreruptor S_i şi o diodă D_i, $i=(1 \div 4)$. Comutatoarele K_i pot conduce atât curenți pozitivi, cât şi curenți negativi. Pe durata de conducție a diodelor D_i se restituie sursei de curent continuu energia înmagazinată în sarcină.

Funcționarea invertorului va fi studiată cu luarea în considerație a ipotezelor 9.a, 9.b şi 9.c.

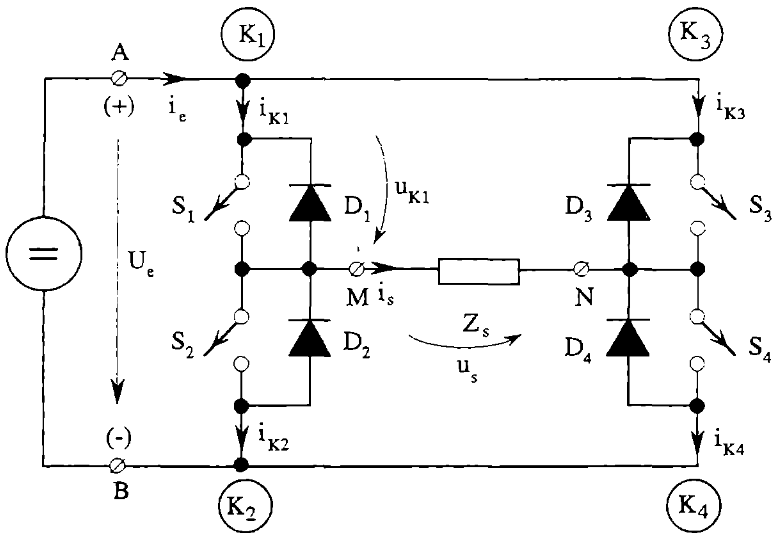


Fig. 9.11 Invertorul de tensiune monofazat.

În fig. 9.11 s-au notat cu S_i, $i=(1 \div 4)$ întreruptoarele unidirecționale în curent (conduc doar curenți pozitivi). Comanda cu undă plină a comutatoarelor K_i se poate face:

a) simetric;

b) asimetric.

9.2.3.1 Comanda simetrică cu undă plină

Indiferent de natura sarcinii comutatoarele K_1 şi K_4 vor fi închise pentru un interval de timp $t \in \left(0, \frac{T}{2}\right)$, iar K_2 şi K_3 pentru $t \in \left(\frac{T}{2}, T\right)$ încât tensiunea la bornele sarcinii va fi:

$$u_S = \begin{cases} +U_e & \text{pentru } t \in \left(0, \frac{T}{2}\right) \\ -U_e & \text{pentru } t \in \left(\frac{T}{2}, T\right) \end{cases} \tag{9.39}$$

Pe durata $\left(0, \frac{T}{2}\right)$ comutatorul K_1 leagă borna A a sursei de borna M a sarcinii, el fiind parcurs atât de un curent pozitiv cât şi de unul negativ.

Modul lui de comandă este funcție de semnul curentului la momentul $\frac{T}{2}$.

Astfel:

- dacă $i_{K_1} = i_S > 0$ deschiderea la $\frac{T}{2}$ trebuie să fie comandată prin comanda lui S_1.
- dacă $i_{K_1} = i_S < 0$ deschiderea la $\frac{T}{2}$ este spontană prin blocarea lui D_1, întrucât apare $u_{K_1} > 0$; rezultă că închiderea va trebui să fie comandată prin comanda lui S_1.

Fiind vorba de un invertor de tensiune, la ieşire este comutată tensiunea, iar curentul i_s este impus de sarcină care, cu luarea în considerație a ipotezei 9.c, va fi un curent sinusoidal.

a) Funcționarea cu sarcină rezistiv-inductivă

Formele de undă pentru schema din fig. 9.11 în cazul funcționării cu o sarcină Z_S inductivă sunt date în fig. 9.12.

Curentul i_S este defazat în urma tensiunii u_S cu unghiul φ.

Unghiul φ, deci intervalul de timp $(0, t_0)$ depinde de sarcină, aşa încît întreruptoarele S_1 , S_4 trebuie comandate la închidere pe tot intervalul $\left(0, \frac{T}{2}\right)$, iar S_2, S_3 pe $\left(\frac{T}{2}, T\right)$, chiar dacă ele nu vor fi în conducție tot timpul pe aceste intervale.

Practic pentru a evita conducția "in cross" a întreruptoarelor din acelaşi braț, trebuie lăsat un interval de timp de gardă între comanda la închidere a lui S_1 (respectiv S_4) şi comanda la deschidere a lui S_2 (respectiv S_3).

În realitate, receptorul alternativ nu este perfect si curentul de sarcină i_s se abate de la forma sinusoidală, aşa cum se arată în fig. 9.13.

Se observă că succesiunea în comutație a componentelor a rămas aceeaşi ca în fig. 9.12.

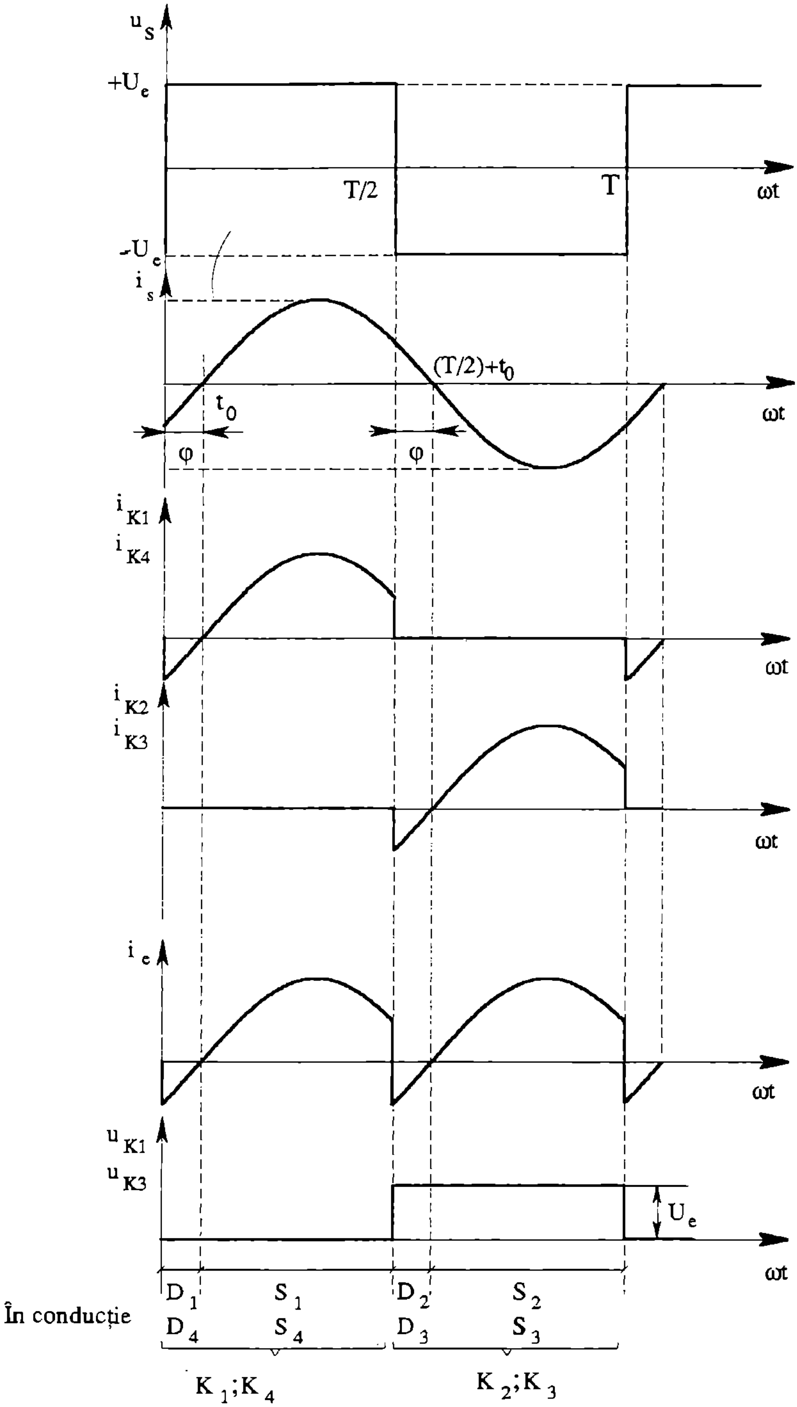


Fig. 9.12 Forme de undă ale invertorului monofazat de tensiune funcţionând cu sarcină inductivă; comandă simetrică cu undă plină.

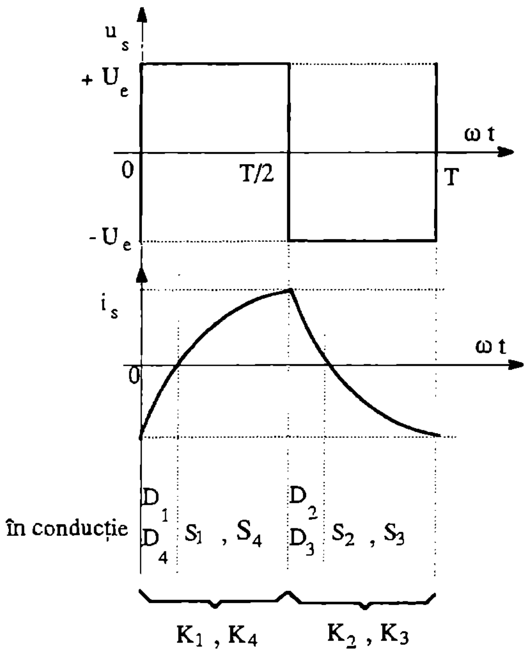


Fig. 9.13 Forme de undă pentru cazul sarcinii RL reale.

b) Funcționarea cu sarcină capacitivă

Formele de undă pentru schema din fig. 9.11 în cazul funcționării cu o sarcină Z_S capacitivă sunt date în fig. 9.14.

Curentul i_S este defazat cu unghiul φ înaintea tensiunii u_S.

La momentul $t = 0$, S_1 este comandat la închidere și preia curentul de la D_2.

La $t = t_0$ curentul devine negativ, deci S_1 se blochează în mod natural și D_1 preia conducția, ea fiind parcursă de curent până la $t = \dfrac{T}{2}$ unde intervine blocajul ei determinat de intrarea în conducție prin comandă a lui S_2.

c) Concluzii

Din studiul formelor de undă prezentate în fig. 9.12 și 9.14 rezultă următoarele concluzii:

- comutația curentului de la K_1 la K_2 se face:
  - în cazul sarcinii inductive prin comanda de deschidere (blocare) a lui K_1 (ca urmare a comenzii de deschidere a lui S_1 care este parcurs de un curent pozitiv);
  - în cazul sarcinii capacitive prin comanda de închidere (amorsare, intrare în conducție) a lui K_2 (ca urmare a comenzii de închidere a lui S_2, căci K_1 era parcurs de un curent negativ);
- curentul i_s are o polaritate la comutația de la K_1 (respectiv K_4) la K_2 (respectiv K_3) și polaritatea inversă la comutația de la K_2 (respectiv K_3) la K_1 (respectiv K_4). Prin urmare va fi utilizată doar capabilitatea la blocare sau la amorsare a întreruptoarelor.

- modul de parcurgere al caracteristicii statice a comutatorului K_1 în cazul în care sarcina este inductivă este dat în fig. 9.15,a, iar când este capacitivă în fig. 9.15,b;

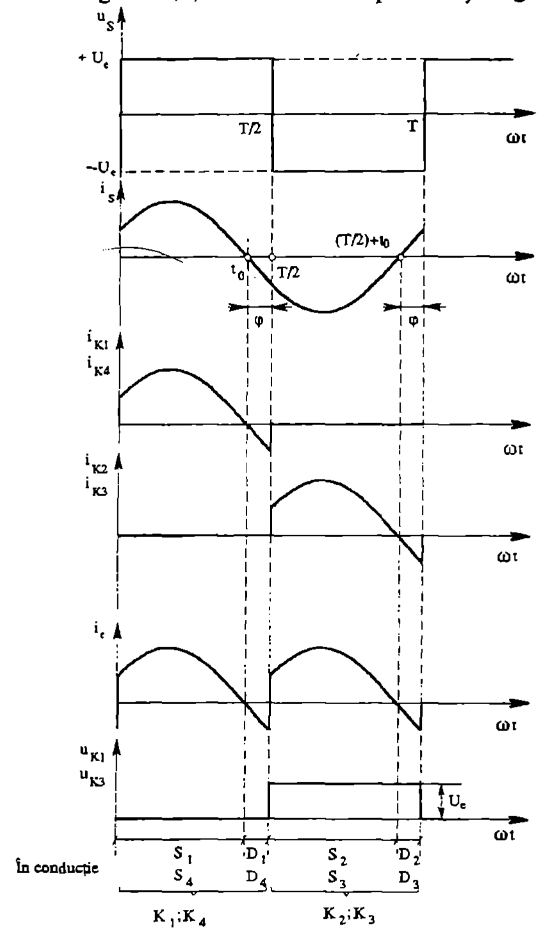


Fig. **9.14** Forme de undă ale invertorului monofazat de tensiune funcţionând cu sarcină capacitivă; comandă simetrică cu undă plină.

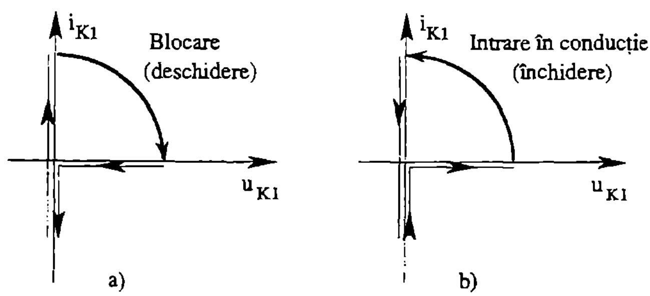


Fig. 9.15 Caracteristica statică curent-tensiune a comutatorului K_1 pentru:
a) sarcină inductivă; b) sarcină capacitivă.

♦ dacă sarcina poate fi atât inductivă, cât și capacitivă atunci va fi utilizată atît aptitudinea comutatoarelor de a fi comandate la deschidere, cât și la închidere. Același lucru se întîmplă și dacă în locul comenzii cu undă plină prezentată în acest paragraf se utilizează comanda cu modulație în durată a impulsurilor de comandă (MID, PWM).

9.2.3.2 Comanda asimetrică cu undă plină

Comanda asimetrică cu undă plină apare dacă se decalează cu un unghi α comanda celor două semipunți.

Indiferent de natura sarcinii, K_1 este închis în intervalul $\left[0,\frac{T}{2}\right]$, K_2 în intervalul $\left[\frac{T}{2},T\right]$, în timp ce K_4 va fi închis în $\left[\alpha,\frac{T}{2}+\alpha\right]$ și K_3 în $\left[\frac{T}{2}+\alpha,T+\alpha\right]$; se observă în fig. 9.16 că întreruptoarele care aparțin aceluiași braț sunt comandate tot în contratimp.

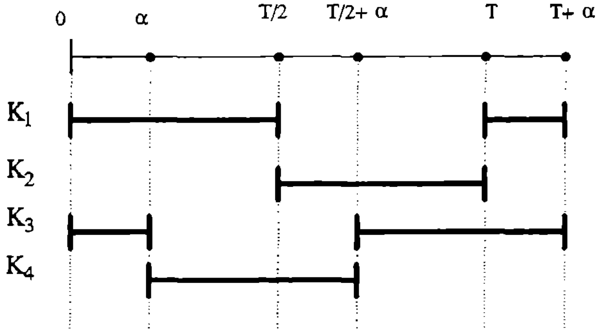


Fig. 9.16 Comanda asimetrică cu undă plină.

Corespunzător logicii de comandă prezentată în fig. 9.16, tensiunea u_s la bornele sarcinii va fi:

$$u_s=\begin{cases}0 & \text{pentru } t\in(0,\alpha)\\ +U_e & \text{pentru } t\in(\alpha,T/2)\\ 0 & \text{pentru } t\in(T/2,T/2+\alpha)\\ -U_e & \text{pentru } t\in(T/2+\alpha,T)\\ 0 & \text{pentru } t\in(T,T+\alpha)\end{cases} \tag{9.40}$$

Studiul funcționării cu sarcină inductivă, respectiv capacitivă, va fi făcut luând în considerare ipotezele 9.a, 9.b și 9.c.

a) Funcționarea cu sarcină rezistiv-inductivă

Formele de undă pentru functionarea cu sarcină rezistiv-inductivă sunt date în fig. 9.17. Pentru fiecare din comutatoare sunt specificate componentele aflate în conducție la un moment dat.

Tensiunea la bornele sarcinii are valoarea efectivă:

$$U_s=U_e\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}} \tag{9.41}$$

iar fundamentala ei are valoarea efectivă:

$$U_{s1} = U_e \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos\frac{\alpha}{2} \tag{9.42}$$

Valoarea efectivă a armonicii de rang $(2n+1)$ este:

$$U_{se_{n+1}} = \frac{U_e}{2n+1} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos(2n+1)\frac{\alpha}{2} \tag{9.43}$$

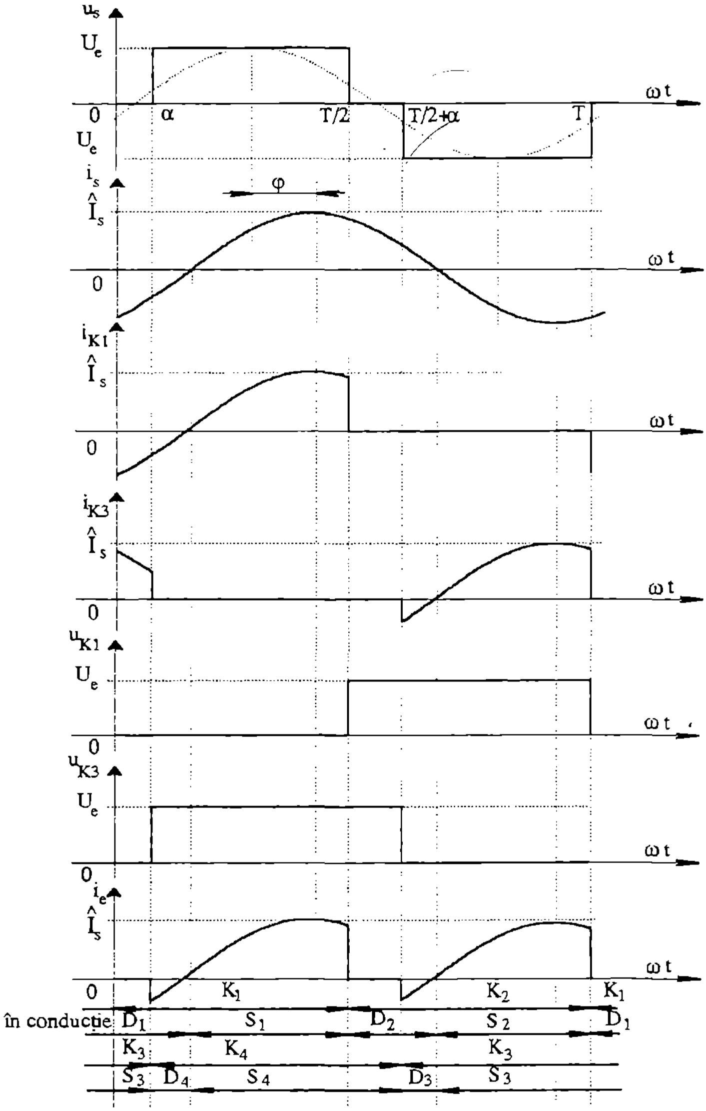


Fig. 9.17 Invertorul monofazat în punte funcţionând cu sarcină rezistiv-inductivă ($\varphi > 0$); comanda asimetrică cu undă plină.

b) Funcționarea cu sarcină capacitivă

Formele de undă pentru funcționarea cu sarcină capacitivă sunt date în fig. 9.18.

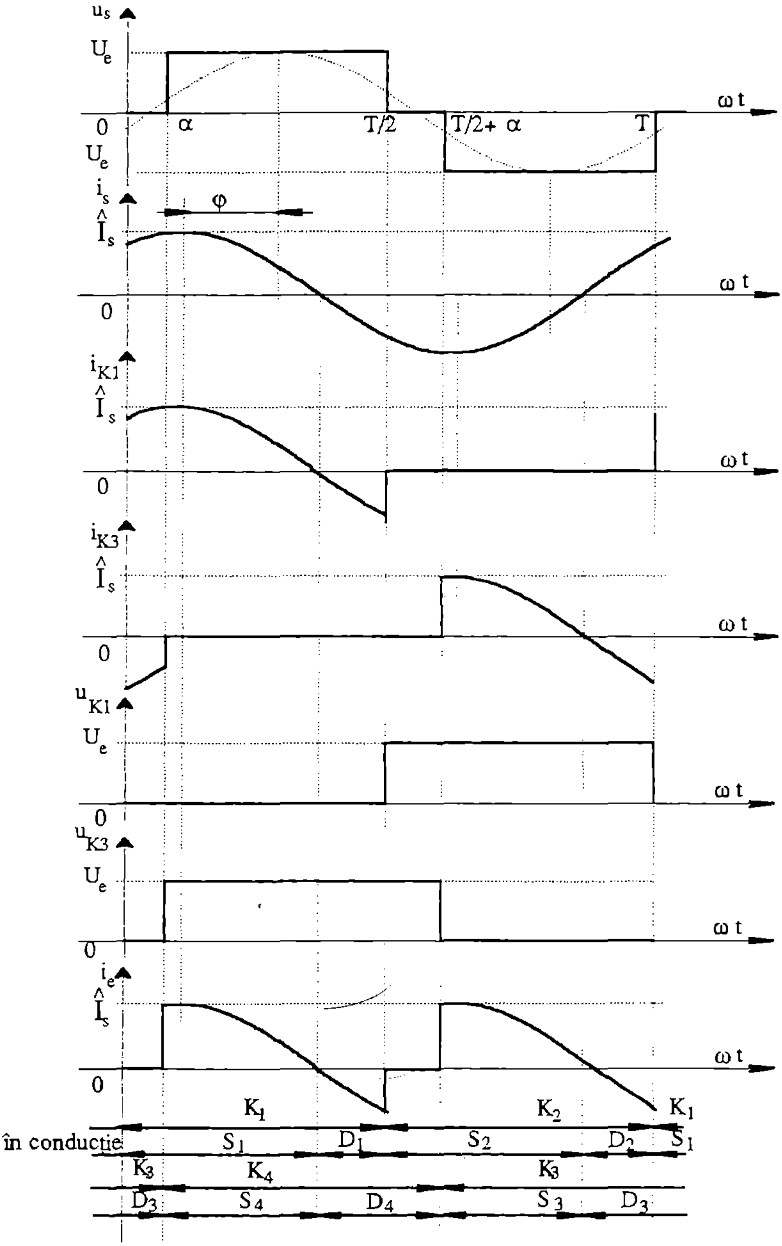


Fig. 9.18 Invertorul monofazat în punte funcționând cu sarcină capacitivă ($\varphi < 0$); comanda asimetrică cu undă plină.

Relațiile (9.41), (9.42) și (9.43) rămân valabile.

c) Concluzii

Relaţia (9.41) arată că valoarea efectivă a tensiunii la ieşire se poate modifica variind decalajul α între comenzile celor două semipunţi.

Referitor la schimbul de energie între sursa continuă şi sarcina Z_s se vede că apar trei tipuri de intervale:

1. Intervale în care sarcina este alimentată de la sursă şi în această situaţie curentul i_e este pozitiv. În aceste intervale sunt în conducţie componentele semiconductoare comandabile S_1, S_4, sau S_2, S_3.
2. Intervale de recuperare a energiei, în care sarcina trimite energie spre sursa de tensiune continuă şi curentul i_e este negativ. În aceste intervale sunt în conducţie câte două diode D_1, D_4, sau D_2, D_3.
3. Intervale de descărcare în care sarcina Z_s este scurtcircuitată. Circuitul sursei de tensiune continuă este deschis şi curentul i_e absorbit de ea este zero. În conducţie se vor găsi întotdeauna o diodă şi o componentă semiconductoare comandabilă, adică D_1 şi S_3, sau D_2 şi S_4 (figura 9.17), respectiv S_1 şi D_3, sau S_2 şi D_4 (fig. 9.18). În intervalele de descărcare tensiunea u_s la bornele sarcinii este 0; durata acestor intervale este $\frac{\alpha}{\omega}$.

Fundamentala tensiunii la ieşire se scrie:

$$u_{s1} = \hat{U}_{s1} \sin(\omega t - \frac{\alpha}{2}) \tag{9.44}$$

iar curentul de sarcină presupus sinusoidal:

$$i_s = \hat{I}_s \sin(\omega t - \frac{\alpha}{2} - \varphi) \tag{9.45}$$

Dacă curentul i_s rămâne mereu pozitiv în intervalul $(\alpha, \frac{T}{2} = \pi)$, atunci nu vor exista intervale de recuperare şi pentru acest caz din relaţia (9.45) rezultă condiţia:

$$-\frac{\alpha}{2} < \varphi < \frac{\alpha}{2} \tag{9.46}$$

Dacă curentul i_s rămâne mereu negativ în intervalul $(\alpha, \frac{T}{2} = \pi)$, atunci nu va mai exista interval de alimentare a sarcinii şi pentru acest caz din relaţia (9.45) rezultă condiţia:

$$\pi - \frac{\alpha}{2} < \varphi < -\pi + \frac{\alpha}{2} \tag{9.47}$$

Dacă aşa cum s-a prezentat în fig. 9.17 şi 9.18 curentul i_s trece prin 0 în intervalul $(\alpha, \frac{T}{2} = \pi)$, atunci există cele 3 tipuri de intervale şi valorile defazajului φ pentru această situaţie trebuie să se afle în intervalele:

$$(\frac{\alpha}{2} < \varphi < \pi - \frac{\alpha}{2}), \quad \text{sau} \quad (-\pi + \frac{\alpha}{2} < \varphi < -\frac{\alpha}{2}) \tag{9.48}$$

În fig. 9.19, în sistemul de coordonate φ, α sunt prezentate regimurile de funcţionare care pot apărea în funcţie de valoarea defazajului φ.

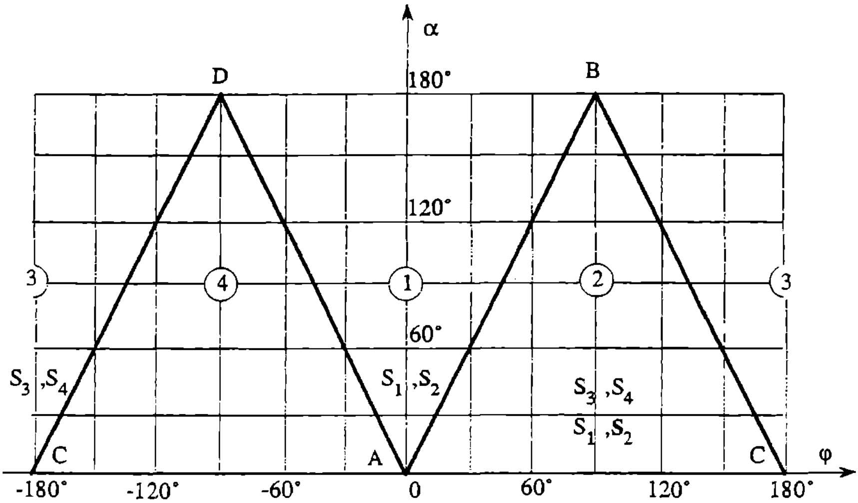


Fig. 9.19 Regimuri de funcționare în cazul comenzii asimetrice cu undă plină.

Apar următoarele situații:

- zona 1 cu $0<\varphi<\dfrac{\alpha}{2}$ sau $-\dfrac{\alpha}{2}<\varphi<0$ $\Rightarrow$ apar succesiv intervale de alimentare și de descărcare;
- zona 2 cu $\varphi>0$ și $\dfrac{\alpha}{2}<\varphi<\pi-\dfrac{\alpha}{2}$ $\Rightarrow$ apar succesiv intervale de alimentare, recuperare și descărcare;
- zona 3 cu $\varphi>0$ și $\pi-\dfrac{\alpha}{2}<\varphi<\pi$ $\Rightarrow$ sau $\varphi<0$ si $-\pi\le\varphi<-\pi+\dfrac{\alpha}{2}$ $\Rightarrow$ apar succesiv intervale de descărcare și recuperare;
- zona 4 cu $\varphi<0$ si $-\pi+\dfrac{\alpha}{2}<\varphi<-\dfrac{\alpha}{2}$ $\Rightarrow$ apar succesiv intervale de alimentare, recuperare și descărcare.

Segmentele din fig. 9.19 corespund:

$$\begin{aligned}
&AB \quad \text{la} \quad i_s=0 \quad \text{pentru} \quad \omega t=\alpha\\
&BC \quad \text{la} \quad i_s=0 \quad \text{pentru} \quad \omega t=\pi\\
&AD \quad \text{la} \quad i_s=0 \quad \text{pentru} \quad \omega t=\pi\\
&DC \quad \text{la} \quad i_s=0 \quad \text{pentru} \quad \omega t=\alpha
\end{aligned}$$

Se observă că natura comutațiilor care trebuie realizate nu mai ~~depin~~de numai de natura sarcinii ($\varphi>0$ sau $\varphi<0$) ca în cazul comenzii simetrice, ci de unghiul de decalare a comenzii α.

Spre exemplu, așa cum se vede în fig. 9.17, K_1 conduce curentul i_s în intervalul $(0,\pi)$, interval în care acest curent se inversează; i_s este negativ pentru $\omega t=0$, deci în conducție este D_1, apoi S_1 intră în conducție când i_s devine pozitiv; pentru $\omega t=\dfrac{T}{2}=\pi$, S_1 trebuie să întrerupă curentul i_s pozitiv, deci deschiderea trebuie să fie comandată.

Dacă curentul $i_s > 0$ pentru $\omega t = 0$ (fig. 9.18), închiderea comandată a lui S_1 stabileşte curentul prin sarcina i_s, apoi acesta când devine negativ va trece prin dioda D_1 care se va bloca spontan la momentul $\omega t = \pi$ când este comandat la închidere S_2.

Zonele delimitate în fig. 9.19 indică şi natura comutaţiilor care trebuie realizate.

Spre exemplu, trebuie să funcţioneze cu deschidere comandată: în zona 1: S_1 şi S_2; în zona 2: S_1şi S_2, ca şi S_3 şi S_4; în zona 3: S_3 şi S_4; în zona 4: nici un întreruptor.

În realitate, sarcina alternativă nu este perfectă, încât curentul i_s nu va fi sinusoidal, ci practic va fi format din segmene de exponenţiale, aşa cum se arată în fig. 9.20, pentru o sarcină RL.

Se observă că succesiunea în comutaţia componentelor semiconductoare a rămas aceeaşi ca în fig. 9.17, pentru un acelaşi $\varphi > 0$.

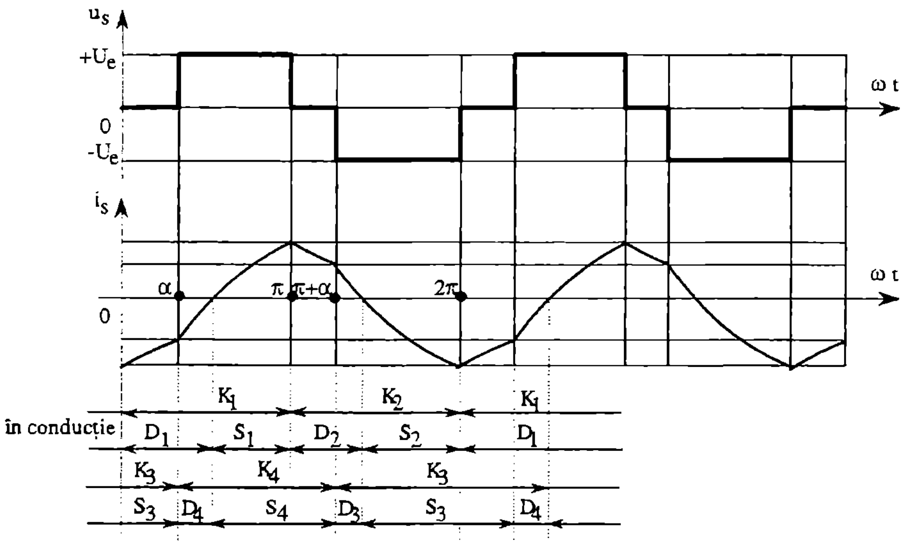


Fig. 9.20 Forme de undă pentru cazul sarcinii RL reale.

9.2.3.3 Invertoare monofazate în punte cu tiristoare

Utilizarea tiristroarelor în cadrul invertoarelor presupune posibilitatea blocării lor la momentele cerute de principiul de comandă.

Blocarea se face cu circuite auxiliare special concepute pentru acest scop şi se numeşte forţată.

După modul de stingere al tiristoarelor invertoarele pot fi: cu stingere independentă, când circuitele auxiliare de stingere sunt conectate la bornele tiristoarelor la momentele de timp dorite prin intermediul unor tiristoare auxiliare, sau cu stingere autonomă, când circuitul auxiliar de stingere intră în acţiune pentru blocarea tiristorului care a condus în momentul când este amorsat tiristorul care va prelua conducţia.

A. Schema Bedford - Mc Murray

Schema este prezentată în fig. 9.21. Comutatoarele K_i $i=(1\div 4)$ sunt reprezentate de perechile tiristor-diodă antiparalel, T_i, D_i. Invertorul este cu stingere autonomă, intrarea în conducție a tiristorului dintr-un braț ducând la blocarea tiristorului din același braț, care a condus. Circuitele de stingere sunt formate din inductanțele și condensatoarele L_i, C_i. Bobinele sunt cu priză mediană, cele două jumătăți fiind deci cuplate magnetic.

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L/2$$

Condensatoarele sunt de valoare egală:

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$$

Comanda punții se consideră simetrică. Tiristoarele T_1 și T_4 (sau diodele D_1 și D_4) sunt în conducție simultan, încât borna A va avea un potențial pozitiv, iar borna B unui negativ (fig. 9.21).

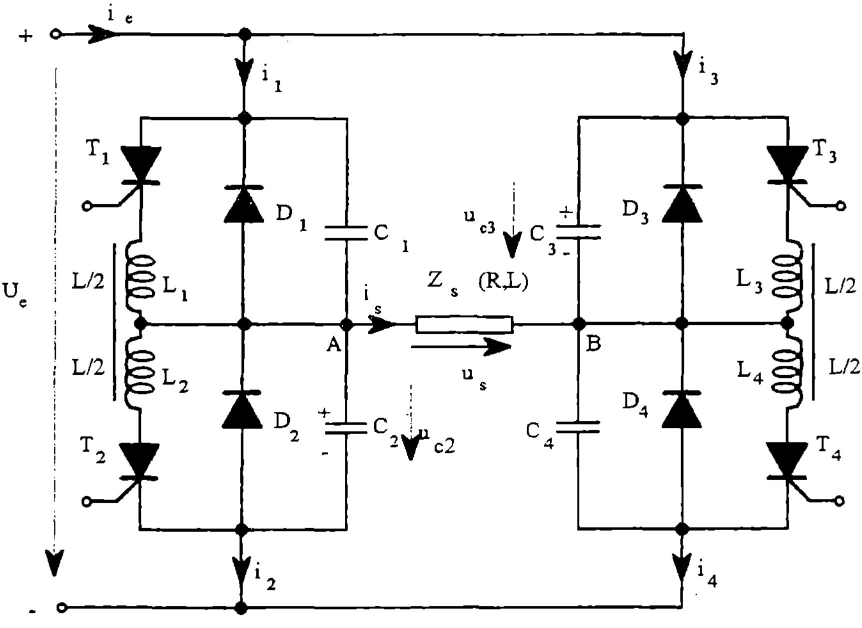


Fig. 9.21 Montajul Bedford - Mc Murray.

După o semiperioadă T_2 și T_3 (sau D_2 și D_3) vor prelua conducția și borna A va avea potențialul negativ. De aceea, tensiunea la bornele sarcinii este dreptunghiulară, de amplitudine U_e (fig. 9.22). S-au notat cu $u_{GT1,4}$ și $u_{GT2,3}$ impulsurile de comandă pe poarta tiristoarelor.

În timpul perioadei de conducție a lui T_1 și T_4, avem:

$$i_e = i_1 = i_s = i_4 \tag{9.49}$$

și:

$$U_e = Ri_s + L\frac{di_s}{dt} \tag{9.50}$$

Cu condiţia $i_s(0) = -i_s(T/2)$ (valabilă în regim permanent), soluţia este:

$$i_s(t) = \frac{U_e}{R} + A\,e^{-t/\tau} \tag{9.51}$$

unde: $\tau = \dfrac{L}{R}$.

Înlocuind relaţia (9.40) în condiţia dată, rezultă:

$$A = -\frac{2U_e}{R}\frac{1}{1+e^{-T/2\tau}}$$

şi:

$$i_s(t) = \frac{2U_e}{R}\left(1 - \frac{2e^{-t/\tau}}{1+e^{-T/2\tau}}\right) \tag{9.52}$$

Când tensiunea şi curentul de sarcină au acelaşi semn ($u_s i_s > 0$), cele care conduc sunt tiristoarele şi când sunt de sens contrar ($u_s i_s < 0$), conduc diodele.

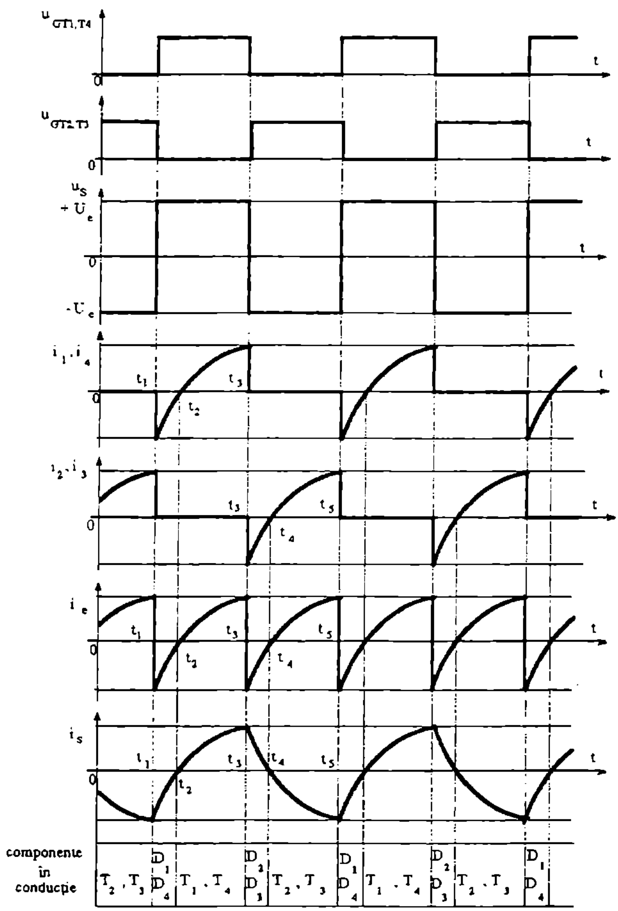


Fig. 9.22 Formele de undă pentru montajul Bedford-Mc.Murray; comanda simetrică.

Chiar dacă tiristorul T_1 începe să conducă în t_2 (fig. 9.22), semnalul pe poarta sa este aplicat din t_1, când brațul 1 al punții trebuie să-și reia conducția.

În timpul conducției lui T_1 și T_4, $u_{c1} = u_{c4} = 0$ și $u_{c2} = u_{c3} = U_e / 2$, cu polaritatea din fig. 9.21. În momentul în care T_2 și T_3 primesc semnalul pe poartă, curenții lor cresc rapid din cauza curenților de descărcare ai condensatoarelor.

Acești curenți trec și prin L_2 și L_3 producând tensiuni induse în inductanțele cuplate L_1 și L_4. Aceste tensiuni au ca efect blocarea lui T_1 și T_4.

Pe durata conducției lui T_2 și T_3, condensatoarele C_1 și C_4 se vor încărca pentru a fi gata să participe la blocarea tiristoarelor T_2 și T_3. Aceste tiristoare (T_2 și T_3) nu permit trecerea curentului chiar din momentul t_3, deoarece este negativ.

Energia acumulată în inductanțele L_2 și L_3 determină deschiderea lui D_2 și D_3. Când curentul se anulează, în t_4, diodele se blochează și curentul circulă până la sfârșitul semiperioadei, prin T_2 și T_3.

B. Schema Mc Murray

Schema este prezentată în fig. 9.23. Comutatoarele K_i sunt formate din perechile tiristor - diodă antiparalel T_i, D_i. Invertorul este cu stingere independentă, blocarea unui tiristor T_i făcându-se prin conectarea circuitului auxiliar de stingere LC la bornele lui, prin intrarea în conducție a tiristorului auxiliar corespondent, T_{ia}. Comanda s-a considerat simetrică, dar s-au prevăzut intervale de gardă (pauză) Δt între comenzile perechilor de tiristoare pentru a se evita conducția "in cross" (fig. 9.23). În fig. 9.23 mai sunt prezentate: succesiunea semnalelor de poartă i_G ale tiristoarelor principale și auxiliare, ca și curentul i_s prin sarcină și tensiunea u_s la bornele acesteia.

Funcționarea optimă a schemei depinde de procesul de comutație. Fig. 9.24 prezintă succesiunea etapelor în timpul comutației. Se va studia doar comutația în semipuntea $T_1, D_1 - T_2, D_2$, în cealaltă semipunte ea fiind la fel. Durata comutației (150...250μs) este mult mai mică decât perioada tensiunii de ieșire u_s(5...20ms) încât se poate considera curentul de sarcină constant în timpul comutației.

Fig. 9.25 arată variația câtorva mărimi implicate în procesul de comutație, considerând intervalul $(t_o ... t_6)$ dilatat.

Se vor studia fenomenele din fiecare interval de timp.

Se presupune că la momentul t_0 tiristorul T_1 pierde semnalul de comandă și tiristorul auxiliar T_{1a} este amorsat, condensatorul fiind încărcat cu polaritatea indicată în fig. 9.24,a.

În primul interval de timp, $t \in (t_o, t_1)$ curentul de comutație se închide prin circuitul $T_1 - L - C - T_{1a}$ (fig. 9.24,b). Curentul i_{T1} scade la zero.

Avem: $i_c + i_{T1} = I_s$ și: $i_{T1a} = i_c$, de unde:

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{di_{T1}}{dt}.$$

În cel de-al doilea interval, $t \in (t_1, t_2)$ curentul de comutație se închide prin circuitul $D_1 - L - C - T_{1a}$ (fig. 9.24,c).

Dioda are rol de diodă de comutaţie şi conduce un curent care reprezintă diferenţa dintre curentul de comutaţie şi curentul de sarcină; avem: $i_c = i_{D1} + I_s$.

Acest interval de timp asigură blocajul în invers al tiristorului T_1, datorită tensiunii la bornele diodei.

Chiar dacă această tensiune este constantă (1,6...2V), dată fiind inductanţa de scăpări ce există în circuitul diodei, tensiunea la bornele tiristorului va varia după cum se arată în fig. 9.25.

Timpul t_b va trebui să fie comparat cu timpul de dezamorsare t_q al tiristorului.

În relaţia (9.73) timpul t_b trebuie să fie majorat de 1,5...2 ori, deoarece în catalog t_q este indicat pentru o tensiune mai mare.

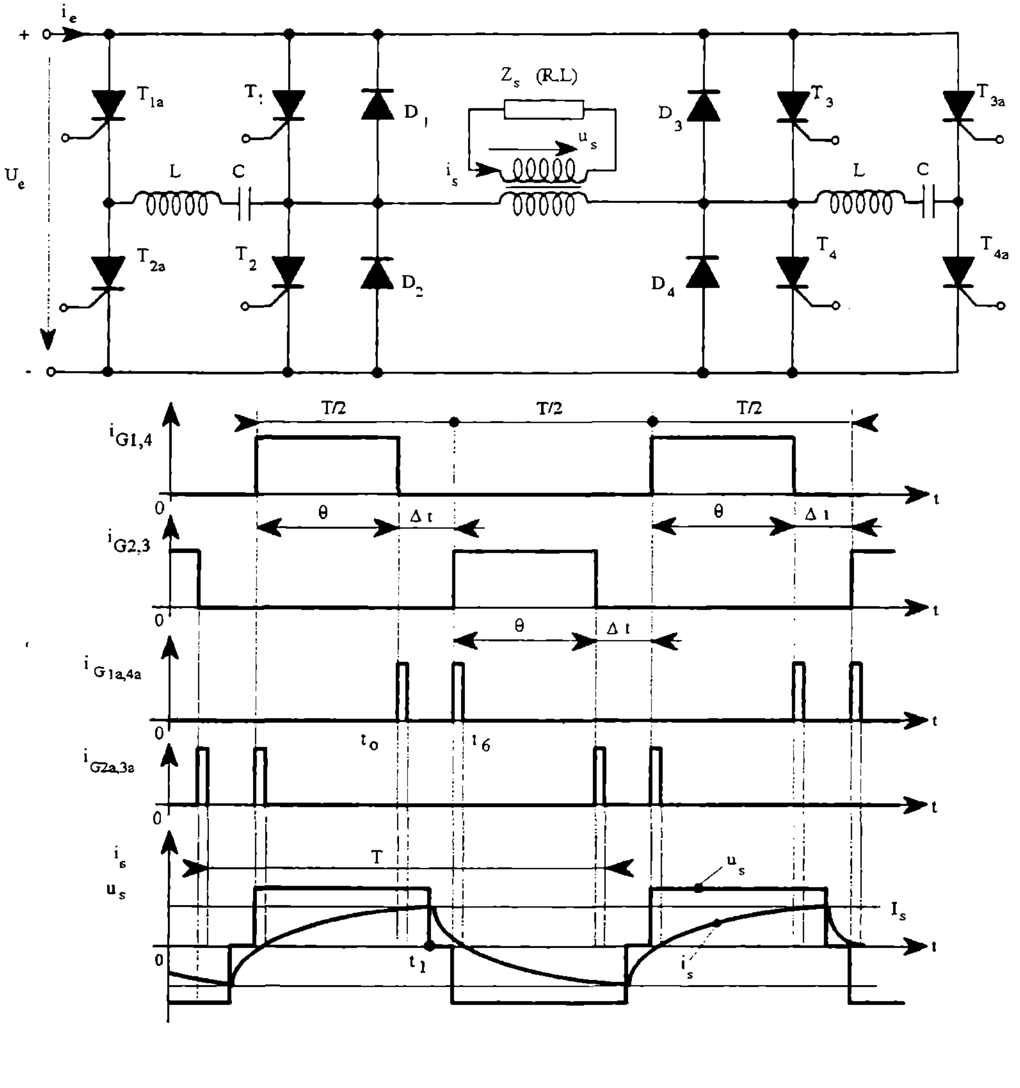


Fig. 9.23 Montajul Mc Murray şi câteva forme de undă.

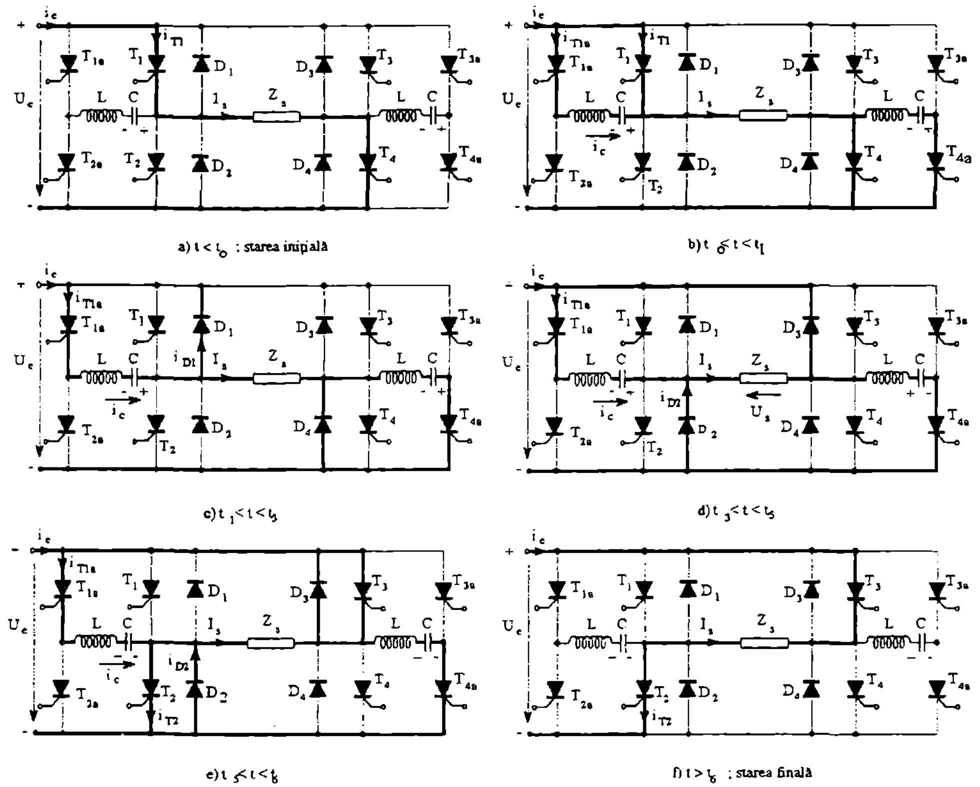


Fig. 9.24 Succesiunea etapelor comutației între T_1T_4 și T_2T_3 pentru montajul Mc Murray.

Ecuația circuitului de comutație evidențiată în fig. 9.24,b sau c, considerând R rezistența intrinsecă a acestui circuit, este:

$$Ri_c + L\frac{di_c}{dt} + \frac{1}{C}\int_0^t i_c dt + u_c(0) = U_d \tag{9.53}$$

cu următoarele condiții inițiale:

$$i_c(0) = I_i; \quad u_c(0) = -U_{co}$$

În relația de mai sus U_d este tensiunea la bornele circuitului de comutație, i_c este curentul prin condensatorul C, iar u_c tensiunea la bornele lui. S-a luat ca origine a timpului t_o.

Aplicând transformata Laplace, se obține:

$$R\mathcal{L}\{i_c\} + L(p\mathcal{L}\{i_c\} - I_i) + \frac{1}{pC}\mathcal{L}\{i_c\} = \frac{U_d + U_{co}}{p} \tag{9.54}$$

de unde:

$$\mathrm{L}\{i_c\} = \frac{U_d + U_{co}}{L\left[(p+\delta)^2 + \omega^2\right]} + \frac{pI_i}{(p+\delta)^2 + \omega^2} \tag{9.55}$$

cu: $$\delta = \frac{R}{2L}; \quad \omega_o^2 = \frac{1}{LC}; \quad \omega^2 = \omega_o^2 - \delta^2$$

Transformata inversă este:

$$i_c(t) = \frac{U_d + U_{co}}{\omega L} e^{-\delta t} \sin\omega t + I_i \frac{\omega_o}{\omega} e^{-\delta t} \sin(\varphi - \omega t) \tag{9.56}$$

cu notaţia:

$$\cot g\varphi = \delta/\omega \quad \Rightarrow \quad \sin\varphi = \omega/\omega_o$$

Deoarece R este foarte mică, ecuaţia (9.56) se poate pune sub forma:

$$i_c(t) = e^{-\delta t}\left[\frac{U_d + U_{co}}{\omega L} \sin\omega t + I_i \cos\omega t\right] \tag{9.57}$$

dat fiind că:

$$\begin{cases} R = 0 \Rightarrow \delta = 0 \Rightarrow \cot\varphi = 0 \Rightarrow \varphi = \pi/2 \Rightarrow \sin(\varphi - \omega t) = \cos\omega t \\ \qquad \Rightarrow \omega = \omega_o \Rightarrow \omega/\omega_o = 1 \end{cases}$$

Dacă se notează cu Q factorul de calitate al bobinei, $Q = \omega L/R$, se poate scrie:

$$\delta = \frac{R}{2L} = \frac{\omega}{2Q}$$

şi curentul prin condensator va avea expresia:

$$i_c(t) = e^{-\omega t/2Q}\left[\frac{U_d + U_{co}}{\omega L} \sin\omega t + I_i \cos\omega t\right] \tag{9.58}$$

Expresia pentru u_c se deduce uşor:

$$u_c(t) = A + \frac{1}{C}\int_0^t i_c \mathrm{d}t$$

şi, cu (9.58), făcând $\delta = 0$, după ce s-a rezolvat integrala şi s-a determinat constanta A cu ajutorul condiţiei iniţiale $u_c(0) = -U_{co}$, se obţine:

$$u_c(t) = U_d + e^{-\omega t/2Q}\left[I_i \omega L \sin\omega t - (U_d + U_{co})\cos\omega t\right] \tag{9.59}$$

Dar în intervalul (t_0, t_3) pe durata comutației $U_d = 0\text{ V}$, circuitul neavând o tensiune exterioară aplicată la borne. Cum curentul inițial al condensatorului este nul, relatiile (9.58) și (9.59) pentru intervalul (t_0, t_3) se transformă în:

$$i_c(t) = \mathrm{e}^{-\omega t/2Q}\frac{U_{co}}{\omega L}\sin\omega t \quad \text{și} \quad u_c(t) = -U_{co}\mathrm{e}^{-\omega t/2Q}\cos\omega t \tag{9.60}$$

de unde se deduce valoarea maximă a lui i_c: $\hat{I}_c = i_c\big|_{\omega t=\pi/2} = \frac{U_{co}}{\omega L}\mathrm{e}^{-\pi/4Q}$ și cum: $\pi << 4Q$, ($Q \cong 10$ în mod uzual) avem, cu o precizie acceptabilă:

$$\hat{I}_c = \frac{U_{co}}{\omega L} = U_{co}\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{9.61}$$

În momentul $t = t_3$ dioda D_1 se blochează deoarece curentul care o parcurge se anulează. Tensiunea u_c și curentul i_c în acest moment sunt:

$$u_c = U_{c1} = -U_{co}\mathrm{e}^{-\omega t_3/2Q}\cos\omega t_3 \tag{9.62}$$

$$i_c = I_s = \frac{U_{co}}{\omega L}\mathrm{e}^{-\omega t_3/2Q}\sin\omega t_3 \tag{9.63}$$

Maximul lui i_c corespunde trecerii prin zero a lui u_c; $\cos\omega t_3$ este negativ și u_c este pozitiv (relația 9.62). Dată fiind schimbarea polarității lui u_c, D_2 intră în conducție.

La momentul t_3, curentul prin dioda D_1 devine nul, deci $i_c(t_3) = I_s$ și se deschide D_2. În intervalul $t \in (t_3, t_5)$, curentul de comutație se scurge prin $T_{1a} - L - C$, deoarece nu-și poate schimba brusc sensul. Dioda D_2 joacă rol de diodă de regim liber și curentul prin ea este:

$$i_{D2} = I_s - i_c$$

În momentul t_5, curentul în condensator devine nul și curentul de sarcină va trece prin D_2, până la trecerea sa naturală prin zero, moment ce depinde de factorul de putere caracteristic al sarcinii.

La sfârșitul comutației, condensatorul încărcat cu o polaritate opusă, de aceeași valoare U_{co} (fig. 9.24.e și f), este gata pentru o nouă comutație între T_2 și T_1.

În intervalul (t_3, t_5) se asigură o încărcare suplimentară $\Delta U_c = U_{co} - U_{c1}$, pentru compensarea pierderilor de tensiune în circuitul de comutație. Condensatorul primește această energie direct la sursa de tensiune U_e.

Se observă că, dacă la momentul t_3, curentul de sarcină este foarte mic sau nul, această încărcare suplimentară este imposibil de realizat; după câteva comutații tensiunea u_c devine atât de mică încât ea nu mai poate determina un curent de comutație cu valoarea necesară.

Evitarea acestui impediment se face prin asigurarea unei tensiuni de sarcină constantă U_{co}, după fiecare comutație; în acest scop tiristoarele auxiliare primesc două semnale de amorsare, separate printr-un interval Δt (fig. 9.23).

Al doilea semnal este sincron cu semnalul pentru celălalt tiristor principal al semipunţii care trebuie să preia conducţia. Pentru a nu împiedica blocarea primului tiristor principal, Δt trebuie sa îndeplinească condiţia: $t_2 - t_o < \Delta t < t_3 - t_o$. Condensatorul se încarcă în două etape:

- *prin traseul* $T_{la} - L - C -$*sarcină până la momentul* t_5;
- prin traseul $T_{1a} - L - C - T_2$ în intervalul $(t_5,\ t_6)$.

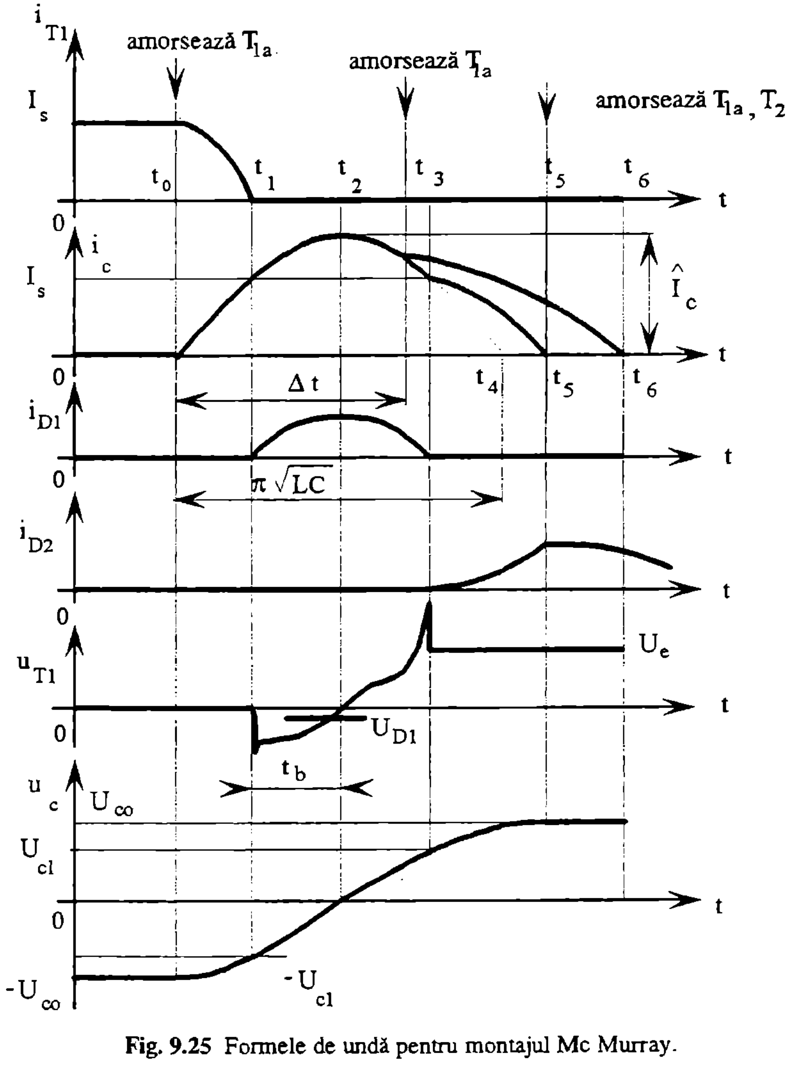


Fig. 9.25 Formele de undă pentru montajul Mc Murray.

Pentru circuitul $T_{1a} - L - C -$sarcină, ecuaţia diferenţială este aceeaşi relaţie (9.53), dar cu originea timpului în t_3 deci cu alte condiţii iniţiale: $i_c(0) = i_c(t_3) = I_s$; $u_c(0) = u_c(t_3) = U_{c1}$ şi finale: $i_c(t_5) = 0$; $u_c(t_5) = U_{co}$. Tensiunea U_d are o valoare importantă (fig. 9.24,d):

$$U_d = U_e.$$

Soluția ecuației devine:

$$i_c(t)=\mathrm{e}^{-\omega t/2Q}\left[\frac{U_d-U_{c1}}{\omega L}\sin\omega t+I_s\cos\omega t\right] \tag{9.64}$$

și mai departe:

$$u_c(t)=U_d+\mathrm{e}^{-\omega t/2Q}\left[I_s\omega L\sin\omega t-(U_d-U_{c1})\cos\omega t\right] \tag{9.65}$$

Înlocuind în aceste expresii condițiile finale, pentru momentul t_5 rezultă:

$$0=\left[\frac{U_d-U_{c1}}{\omega L}\sin\omega t_5+I_s\cos\omega t_5\right]\mathrm{e}^{-\omega t_5/2Q}$$

de unde:

$$U_{c1}-U_d=I_s\omega L\cot\omega t_5 \tag{9.66}$$

și:

$$U_{co}=U_d+\mathrm{e}^{-\omega t_5/2Q}\left[I_sL\omega\sin\omega t_5-(U_d-U_{c1})\cos\omega t_5\right].$$

Această ultimă ecuație se transformă mai departe cu (9.66):

$$U_{co}=U_d+\mathrm{e}^{-\omega t_5/2Q}I_s\omega L\left[\sin\omega t_5+\cot\omega t_5\cos\omega t_5\right] \tag{9.67}$$

adică:

$$U_{co}=U_{c1}-I_s\omega L\cot\omega t_5+\mathrm{e}^{-\omega t_5/2Q}I_s\omega L\frac{1}{\sin\omega t_5}$$

și:

$$\frac{U_{co}-U_{c1}}{I_s\omega L}=\frac{\mathrm{e}^{-\omega t_5/2Q}-\cos\omega t_5}{\sin\omega t_5}$$

Același raport se poate deduce din ecuațiile (9.62) și (9.63). În final, se obține:

$$\frac{1+\mathrm{e}^{-\omega t_3/2Q}\cos\omega t_3}{\mathrm{e}^{-\omega t_3/2Q}\sin\omega t_3}=\frac{\mathrm{e}^{-\omega t_5/2Q}-\cos\omega t_5}{\sin\omega t_5} \tag{9.68}$$

Relația obținută mai sus ne permite să trasăm variația:

$$\omega t_5=f_1(\omega t_3) \tag{9.69}$$

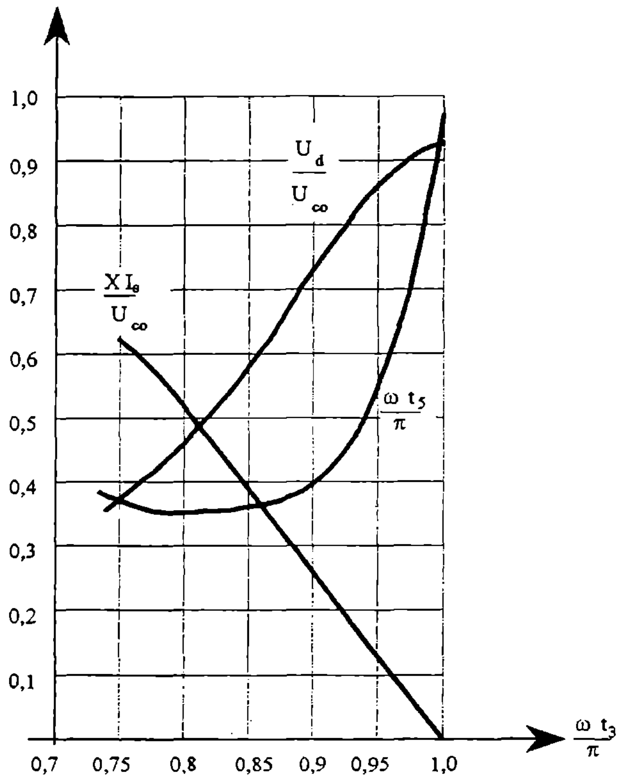


Fig. 9.26 Curbele utilizate pentru optimizarea funcţionării invertorului Mc Murray.

Din relaţia (9.63), se poate deduce în acelaşi timp:

$$\frac{I_s \omega L}{U_{co}} = e^{-\omega t_3 / 2Q} \sin \omega t_3 = f_2(\omega t_3) \qquad (9.70)$$

iar din relaţiile (9.63), (9.67) şi (9.68):

$$\frac{U_d}{U_{co}} = e^{-\omega t_3 / 2Q} \left[\cos \omega t_3 + \sin \omega t_3 \cot \omega t_3 \right] = f_3(\omega t_3) \qquad (9.71)$$

Variaţia celor trei funcţii f_1, f_2 şi f_3 reprezentată în fig. 9.26, permite determinarea posibilităţii de supraîncărcare a condensatorului în funcţie de momentul de aplicare al semnalului de poartă tiristorului care intră în conducţie şi de valoarea sarcinii inductive.

Pentru optimizarea circuitului LC, trebuie să se ţină cont de valoarea scăzută a rezistenţei şi de comutaţia care trebuie să se producă şi la valoarea maximă a curentului de sarcină I_s notată $I_{s,\max}$. Fie $x = \dfrac{\hat{I}_c}{I_{s,\max}}$.

În conformitate cu fig. 9.27, se poate scrie:

$$I_{s,\max} = \hat{I}_c \cos \omega t_b ,$$

sau:

$$\omega t_b = \arccos\frac{1}{x} = g(x) \tag{9.72}$$

cu t_b definit pe fig. 9.27. Așadar, o condiție necesară pentru o funcționare corectă este:

$$t_b = \frac{1}{\omega}\arccos\frac{1}{x} = \sqrt{LC}\arccos\frac{1}{x} > t_q \tag{9.73}$$

Energia maximă acumulată în condensator trebuie să se poată transfera în inductanță: $W_c = \frac{CU_{co}^2}{2} = \frac{L\hat{I}_c^2}{2}$. Cu relația (9.61), se deduce imediat: $W_c = \frac{\sqrt{LC}\hat{I}_c U_{co}}{2}$.

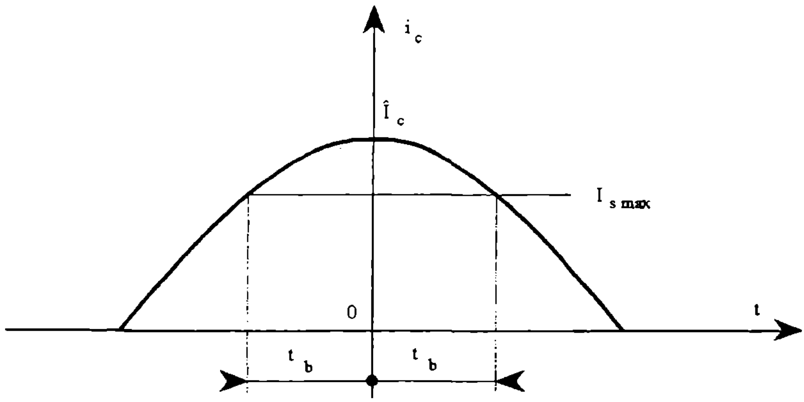


Fig. 9.27 Curba $i_c(t)$.

Dar:

$$\sqrt{LC} = \frac{1}{\omega} = \frac{t_b}{\arccos 1/x} \tag{9.74}$$

și în final: $W_c = \frac{1}{2}\frac{t_b}{\arccos 1/x} x I_{s.\max} U_{co}$ sau, în mărimi raportate:

$$\frac{W_c}{U_{co} I_{s.\max} t_b} = \frac{1}{2}\frac{x}{\arccos 1/x} = h(x) \tag{9.75}$$

Din diagrama prezentă în fig. 9.28, rezultă că energia W_c cheltuită în procesul de comutație este minimă pentru $x_o = 1{,}5$, când $h(x_o) = 0{,}89$; $g(x_o) = 0{,}84$ și $U_{co}/U_d = 3{,}1$.

Pentru o valoare oarecare a lui x, se pot calcula valorile corespunzătoare ale lui L și C, utilizând relațiile precedente:

- din (9.72) și (9.73), rezultă: $\sqrt{L}\sqrt{C} = \frac{t_b}{g(x)}$;
- din (9.61) și definiția lui x rezultă: $\frac{\sqrt{C}}{\sqrt{L}} = \frac{x I_{s.\max}}{U_{co}}$.

Din acest sistem, se deduce:

$$C = \frac{x}{g(x)} \frac{I_{s,\max}}{U_{co}} t_b \tag{9.76}$$

$$L = \frac{1}{x g(x)} \frac{t_b U_{co}}{I_{s,\max}} \tag{9.77}$$

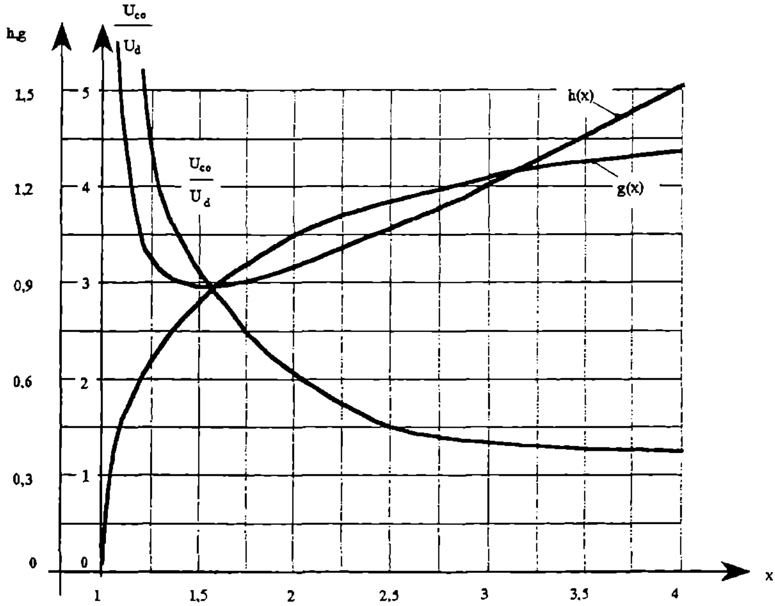


Fig. 9.28 Diagrama pentru calculul valorilor optime ale lui L şi C pentru montajul Mc Murray.

Pentru $x = x_o = 1,5$, avem: $C = 1,8\frac{I_{s,\max}}{U_{co}} t_b$ şi $L = 0,8\frac{t_b U_{co}}{I_{s,\max}}$ cu $U_{co} / U_d = 3,1$.
Tensiunea U_{co} trebuie să fie suportată de tiristorul principal şi blocată în direct.

În comparaţie cu celalaltă schemă prezentată, invertorul Mc Murray are unele avantaje. Prin tiristoarele principale circulă doar curentul de sarcină, curentul de comutaţie circulă prin tiristoarele auxiliare şi prin diodele de regim liber, care joacă aici şi rolul de diode de comutaţie.

Randamentul montajului este mai ridicat, dată fiind absenţa unui curent de circulaţie după comutaţie care să determine o disipare de energie prin efect Joule în elementele circuitului.

Acest fapt permite lucrul şi la frecvenţe mai ridicate (până la 5 kHz). Capacitatea de comutaţie este independentă de curentul de sarcină, deoarece condensatorul de comutaţie se încarcă suplimentar.

9.2.4 Invertoare trifazate de tensiune

9.2.4.1 Comanda cu undă plină. Ecuațiile de tensiune ale invertorului. Reprezentarea în complex a funcționării invertorului

a) Comanda cu undă plină

Schema invertorului trifazat de tensiune prezentată în fig. 9.29 se obține utilizând 3 semipunți monofazate de tensiune, câte una pentru fiecare fază și un divizor capacitiv la intrare.

Schema este deci una în punte.

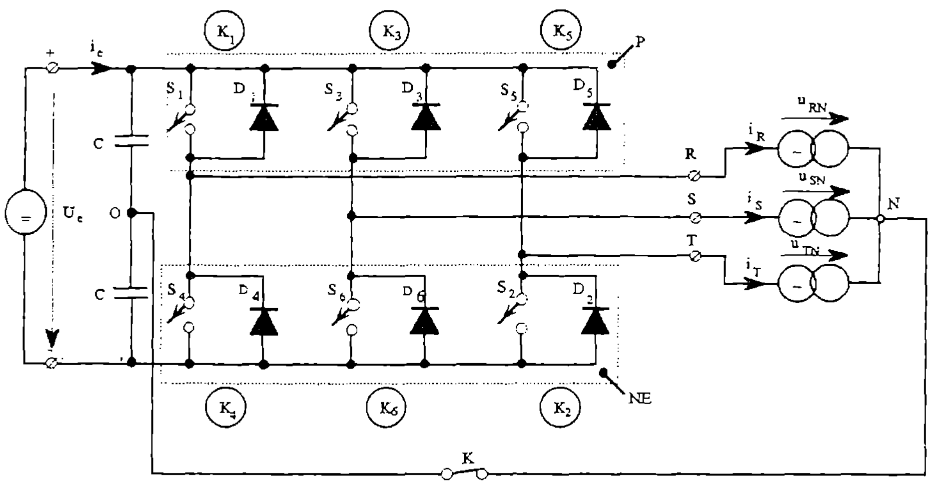


Fig.9.29 Invertorul trifazat de tensiune(cu sarcină în stea).

Dacă numim comutatoarele K_1, K_3, K_5, comutatoare ale părții P, iar K_2, K_4, K_6 comutatoare ale părții NE, atunci la comanda cu undă plină pentru a obține un sistem trifazat alternativ simetric de tensiuni la bornele sarcinii, indiferent de modul ei de conectare, este necesar ca :

- comutatoarele unei semipunți să fie comandate în contratimp;
- comutatoarele părții P și cele ale părții NE să fie comandate decalat cu 60^0 electrice;
- comutatoarele aceleiași părți să fie comandate decalat cu 120^0 electrice;

După durata de conducție a comutatoarelor se disting două programe de comandă:

- programul de 120^0 electrice la care fiecare comutator este în conducție un interval de timp echivalent cu 120^0 electrice;
- programul de 180^0 electrice la care fiecare comutator este în conducție un interval de timp echivalent cu 180^0 electrice;

Algoritmul de comandă pentru fiecare dintre aceste programe este dat în fig. 9.30.

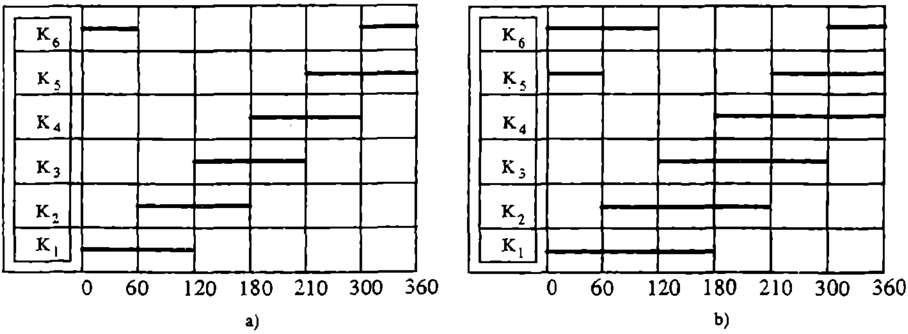


Fig. 9.30 Algoritmul de comandă: a) programul de 120^0; b) programul de 180^0.

Pentru invertoarele de tensiune este de obicei utilizat programul de comandă de 180^0. Considerând comanda după acest program, dacă întreruptorul K din fig. 9.29 este închis atunci $V_N = V_0$ şi:

$$u_{RN}(\omega t)=\begin{cases}\dfrac{U_e}{2} \text{ pentru } 0<\omega t<180^0 \text{ când } K_1 \text{ este inchis}\\ -\dfrac{U_e}{2} \text{ pentru } 180^0<\omega t<360^0 \text{ când } K_4 \text{ este inchis}\end{cases} \tag{9.78}$$

este o tensiune alternativ dreptunghiulară care are dezvoltarea în serie Fourier:

$$u_{RN}(\omega t)=\frac{2U_e}{\pi}\left(\sin\omega t+\frac{1}{3}\sin 3\omega t+\frac{1}{5}\sin 5\omega t+\ldots\right) \tag{9.79}$$

Deoarece:

$$u_{SN}(\omega t)=u_{RN}\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)$$
$$u_{TN}(\omega t)=u_{RN}\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right) \tag{9.80}$$

rezultă că dezvoltările în serie Fourier ale acestor tensiuni vor fi:

$$u_{SN}(\omega t)=\frac{2U_e}{\pi}\left[\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)+\frac{1}{3}\sin 3\omega t+\frac{1}{5}\sin\left(5\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)+\ldots\right] \tag{9.81}$$

$$u_{TN}(\omega t)=\frac{2U_e}{\pi}\left[\sin\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)+\frac{1}{3}\sin 3\omega t+\frac{1}{5}\sin\left(5\omega t+\frac{4\pi}{3}\right)+\ldots\right] \tag{9.82}$$

Deci sistemul trifazat de tensiuni real,aşa cum arată relaţiile (9.79), (9.81)şi (9.82) este superpoziţia unor sisteme simetrice care corespund fundamentalei şi diverselor armonici şi anume:

- sisteme directe pentru fundamentală şi armonicele 7,13,19,...
- sisteme inverse pentru armonicele 5,11,17,...
- sisteme homopolare pentru armonicele 3,9,15,...

Dacă sarcina este echilibrată,fiecărui sistem de tensiuni îi corespunde un sistem cu aceeaşi pulsaţie în curenţii de fază i_R , i_S , i_T ,trecerea de la unul la altul depinzând de impedanţa sarcinii pentru pulsaţia considerată.

Prin urmare curenţii de fază vor fi formaţi prin superpoziţia sistemelor simetrice de curenţi,directe,inverse şi homopolare. Sistemele directe şi inverse dau o sumă nulă,însă sistemele homopolare vor da un curent care va parcurge conductorul de legătură între N şi 0 .

Deci este avantajos,în cazul sarcinii echilibrate,să deschidem întreruptorul K (fig. 9.29.), încât să suprimăm legătura între N şi 0. În acest caz nici nu mai este necesar un divizor capacitiv la intrare ,ci se poate utiliza un condensator *C*, de o valoare suficientă ca să dea caracterul de sursă de tensiune alimentării.

Deschiderea lui K semnifică suprimarea armonicelor 3, 9, 15 din curenţii de fază,deci suprimarea armonicelor impare de rang multiplu de 3 din tensiunile de fază u_{RN} , u_{SN} , u_{TN} uşurând astfel filtrarea lor .

b) Ecuaţiile de tensiune ale invertorului trifazat

Pentru construcţia formelor de undă ale tensiunilor de ieşire de fază şi între faze ale invertorului trifazat funcţionând cu sarcină în stea echilibrată este utilă exprimarea tensiunilor de fază în funcţie de tensiunile între bornele de ieşire R,S,T şi punctul median "0" devenit fictiv prin deschiderea lui K.

Aceste tensiuni mai sunt numite şi tensiuni de pol.

Tensiunile u_{RN} , u_{SN} , u_{TN} au suma nulă:

$$u_{RN} + u_{SN} + u_{TN} = 0 \tag{9.83}$$

dar:

$$u_{R0} = u_{RN} + u_{N0} \ ; u_{S0} = u_{SN} + u_{N0} \ ; u_{T0} = u_{TN} + u_{N0} \tag{9.84}$$

Făcând suma relaţiilor (9.84) şi ţinând seama de (9.83) rezultă:

$$u_{N0} = \frac{1}{3}\left(u_{R0} + u_{S0} + u_{T0}\right) \tag{9.85}$$

Înlocuind valoarea (9.85) în fiecare din relaţiile (9.84) se obţin tensiunile de fază:

$$\begin{aligned}
u_{RN} &= u_{R0} - u_{N0} = u_{R0} - \frac{1}{3}\left(u_{R0} + u_{S0} + u_{T0}\right) = \frac{2}{3}u_{R0} - \frac{1}{3}u_{S0} - \frac{1}{3}u_{T0} \\
u_{SN} &= u_{S0} - u_{N0} = u_{S0} - \frac{1}{3}\left(u_{R0} + u_{S0} + u_{T0}\right) = -\frac{1}{3}u_{R0} + \frac{2}{3}u_{S0} - \frac{1}{3}u_{T0} \\
u_{TN} &= u_{T0} - u_{N0} = u_{T0} - \frac{1}{3}\left(u_{R0} + u_{S0} + u_{T0}\right) = -\frac{1}{3}u_{R0} - \frac{1}{3}u_{S0} + \frac{2}{3}u_{T0}
\end{aligned} \tag{9.86}$$

Relaţiile (9.86) reprezintă ecuaţiile de tensiune ale invertorului trifazat.

Cu relaţiile (9.86) tensiunile între faze se pot scrie:

$$\begin{aligned}
u_{RS} &= u_{RN} - u_{SN} = u_{R0} - u_{S0} \\
u_{ST} &= u_{SN} - u_{TN} = u_{S0} - u_{T0} \\
u_{TR} &= u_{TN} - u_{RN} = u_{T0} - u_{R0}
\end{aligned} \tag{9.87}$$

Din relaţiile (9.87) rezultă posibilitatea de calcul a tensinilor de fază în funcţie de tensiunile între faze:

$$u_{RN} = \frac{1}{3}(u_{RS} - u_{TR})$$
$$u_{SN} = \frac{1}{3}(u_{ST} - u_{RS}) \tag{9.88}$$
$$u_{TN} = \frac{1}{3}(u_{TR} - u_{ST})$$

Componenta homopolară suprimată în tensiunile u_{RN}, u_{SN} şi u_{TN} corespunde unei diferenţe de potenţial între punctele N şi O, date de relaţia (9.85).

c) Reprezentarea în complex a funcţionării invertorului

Reprezentarea în complex a funcţionării invertorului se poate face pe baza reprezentării in complex a unui sistem trifazat simetric de mărimi: $m_1(t), m_2(t), m_3(t)$; $m_1(t) + m_2(t) + m_3(t) = 0$.

Cele trei mărimi se pot scrie:

$$m_1(t) = M\cos\Psi$$
$$m_2(t) = M\cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) \tag{9.89}$$
$$m_3(t) = M\cos(\Psi - \frac{4\pi}{3})$$

şi pot fi determinate din numărul complex $\overline{m}$, care reprezintă un vector rotitor:

$$\overline{m} = Me^{j\Psi} = \frac{2}{3}\left[m_1(t) + \overline{a}m_2(t) + \overline{a}^2 m_3(t)\right] = m_\alpha + jm_\beta \tag{9.90}$$

prin transformarea inversă:

$$m_1(t) = \mathrm{Re}\{\overline{m}\}$$
$$m_2(t) = \mathrm{Re}\{\overline{a}^2\overline{m}\} \tag{9.91}$$
$$m_3(t) = \mathrm{Re}\{\overline{a}\overline{m}\}$$

unde:

M şi Ψ, ca noi variabile, reprezintă modulul şi argumentul numărului complex $\overline{m}$.

$$\overline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \qquad \overline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}};$$
$$m_\alpha = \frac{2}{3}\left[m_1(t) - \frac{m_2(t) + m_3(t)}{2}\right]; \tag{9.92}$$
$$m_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}\left[m_2(t) - m_3(t)\right]$$

În fig. 9.31 se arată semnificaţia vectorului $\overline{m}$.

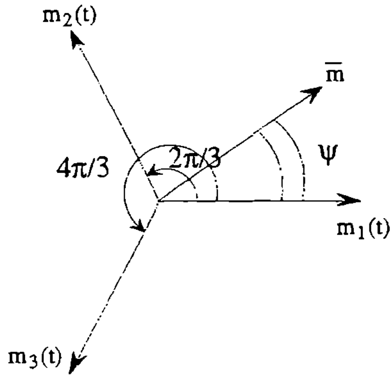


Fig. 9.31 Semnificația vectorului $\overline{m}$.

Pentru invertorul trifazat se definește vectorul rotitor al tensiunii de ieșire $\overline{u}_{i0_k}$, asociat tensiunilor de pol $u_{R0}(t), u_{S0}(t), u_{T0}(t)$:

$$\overline{u}_{i0_k} = \frac{2}{3}\left[u_{R0}(t) + \overline{a}u_{S0}(t) + a^2 u_{TO}(t)\right] \tag{9.93}$$

$u_{R0}(t), u_{S0}(t), u_{T0}(t)$ pot lua valorile $+U_e/2$, sau $-U_e/2$, sau în mărimi raportate $+1$ și -1, în funcție de modul de închidere al comutatoarelor de la K_1 la K_6 (fig. 9.29).

Din punct de vedere formal, pentru modelarea funcționării invertorului se lucrează cu valorile 1 și 0. Valoarea 1 corespunde valorii $+U_e/2$ și valoarea 0 corespunde valorii $-U_e/2$.

Spre exemplu, invertorul aflat în starea (1, 0, 0) va avea comutatoarele K_i ca în fig. 9.32, ceea ce înseamnă că tensiunile de pol vor avea valorile:

$$u_{RO} = +U_e/2;$$
$$u_{S0} = -U_e/2;$$
$$u_{T0} = -U_e/2.$$

Pentru cele trei brațe ale invertorului există 2^3 combinații posibile. Prin urmare, se pot obține 8 vectori diferiți $\overline{u}_{i0_k}$ ai tensiunii de ieșire, în funcție de modul de comandă a celor trei brațe.

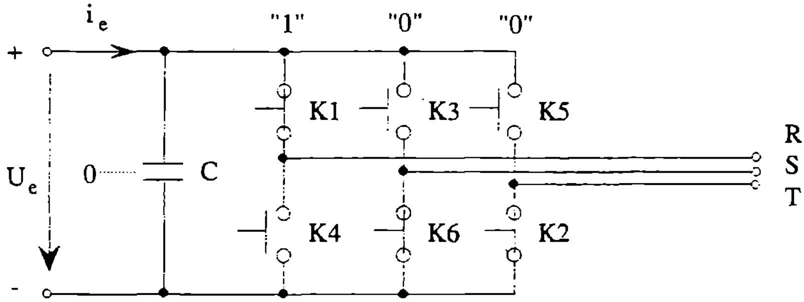


Fig. 9.32 Invertor aflat în starea (1, 0, 0).

Fig. 9.33 reprezintă aceşti 8 vectori. Ei au toţi acelaşi modul $2/3U_e$ şi sunt defazaţi între ei cu $\pi/3$, cu excepţia vectorilor nuli, care sunt obţinuţi prin secvenţele de comandă (0, 0, 0), sau (1, 1, 1).

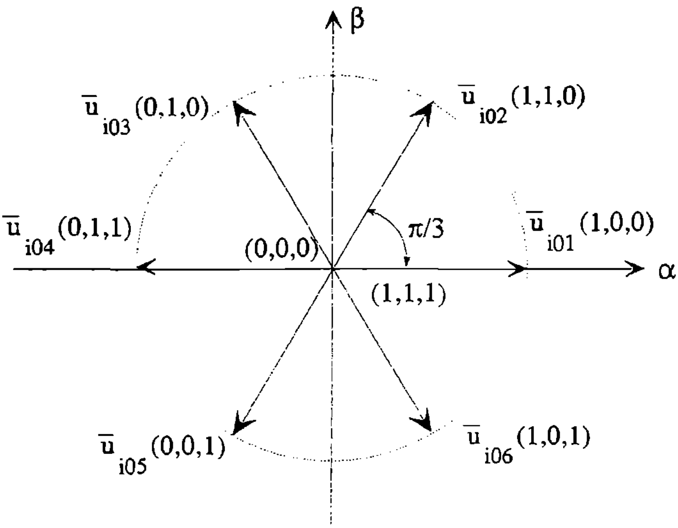


Fig. 9.33 Reprezentarea în complex a funcţionării invertorului prin vectorul rotitor al tensiunii de ieşire.

9.2.4.2 Comanda invertorului trifazat funcţionând cu sarcină echilibrată după programul de 180^0

Comanda se realizează conform algoritmului de comandă prezentat în fig. 9.30,b.

A. Sarcina echilibrată conectată în stea (fig. 9.29)

În fiecare moment vor fi în conducţie (închise) trei comutatoare. În funcţie de poziţia acestor comutatoare tensiunile de pol u_{R0}, u_{S0}, u_{T0} vor avea valoarea $+U_e/2$ sau $-U_e/2$.

Pentru reprezentarea grafică a formelor de undă, după calculul tensiunilor de pol, cu relaţiile (9.86) s-au calculat tensiunile de fază şi cu relaţiile (9.87) tensiunile între faze.
Cu relaţia (9.93) s-a determinat pentru fiecare interval de timp valoarea vectorului $\overline{u}_{i0_k}$ al tensiunii de ieşire.

Rezultatele calculelor sunt centralizate în tabelul 9.1. Pentru reprezentarea curenţilor s-au considerat valabile ipotezele 9.a, 9.b şi 9.c.

Formele de undă pentru un defazaj inductiv ($\varphi > 0$), respectiv capacitiv ($\varphi < 0$) sunt date în fig. 9.34.

Tabelul 9.1 **Valorile tensiunilor de fază și între faze**

Intervalul	Comutatoare în conducție (închise)	u_{R0}	u_{S0}	u_{T0}	u_{RN}	u_{SN}	u_{TN}	u_{RS}	u_{ST}	u_{TR}
$(0^0,60^0)$	$K_5;K_6;K_1$	$+\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	$+\frac{U_e}{2}$	$\frac{U_e}{3}$	$-\frac{2U_e}{3}$	$\frac{U_e}{3}$	U_e	$-U_e$	0
$(60^0,120^0)$	$K_6;K_1;K_2$	$+\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	$\frac{2U_e}{3}$	$-\frac{U_e}{3}$	$-\frac{U_e}{3}$	U_e	0	$-U_e$
$(120^0,180^0)$	$K_1;K_2;K_3$	$+\frac{U_e}{2}$	$+\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	$\frac{U_e}{3}$	$\frac{U_e}{3}$	$-\frac{2U_e}{3}$	0	U_e	$-U_e$
$(180^0,240^0)$	$K_2;K_3;K_4$	$-\frac{U_e}{2}$	$+\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{3}$	$\frac{2U_e}{3}$	$-\frac{U_e}{3}$	$-U_e$	U_e	0
$(240^0,300^0)$	$K_3;K_4;K_5$	$-\frac{U_e}{2}$	$+\frac{U_e}{2}$	$+\frac{U_e}{2}$	$-\frac{2U_e}{3}$	$\frac{U_e}{3}$	$\frac{U_e}{3}$	$-U_e$	0	U_e
$(300^0,360^0)$	$K_4;K_5;K_6$	$-\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	$+\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{3}$	$-\frac{U_e}{3}$	$\frac{2U_e}{3}$	0	$-U_e$	U_e

Intervalul	Comutatoare în conducție (închise)	$\overline{u}_{i0_k}$	Starea comutatoarelor corespunzător reprezentării în complex
$(0^0,60^0)$	$K_5;K_6;K_1$	$\frac{U_e}{3}(1-j\sqrt{3})$	(1, 0, 1)
$(60^0,120^0)$	$K_6;K_1;K_2$	$+\frac{2U_e}{3}$	(1, 0, 0)
$(120^0,180^0)$	$K_1;K_2;K_3$	$\frac{U_e}{3}(1+j\sqrt{3})$	(1, 1, 0)
$(180^0,240^0)$	$K_2;K_3;K_4$	$-\frac{U_e}{3}(-1+j\sqrt{3})$	(0, 1, 0)
$(240^0,300^0)$	$K_3;K_4;K_5$	$-\frac{2U_e}{3}$	(0, 1, 1)
$(300^0,360^0)$	$K_4;K_5;K_6$	$\frac{U_e}{3}(-1-j\sqrt{3})$	(0, 0, 1)

Examinând pentru fiecare interval de timp poziția comutatoarelor K_i, observăm că valoarea curentului i_e va fi:

$$
\begin{aligned}
&\omega t \in \left(0^\circ,60^\circ\right) \Rightarrow i_e = i_R + i_T = -i_S \\
&\omega t \in \left(60^\circ,120^\circ\right) \Rightarrow i_e = -i_S - i_T = i_R \\
&\omega t \in \left(120^\circ,180^\circ\right) \Rightarrow i_e = i_R + i_S = -i_T \\
&\omega t \in \left(180^\circ,240^\circ\right) \Rightarrow i_e = -i_R - i_T = i_S \\
&\omega t \in \left(240^\circ,300^\circ\right) \Rightarrow i_e = i_S + i_T = -i_R
\end{aligned}
\tag{9.94}
$$

Cu valorile (9.94) s-a reprezentat curentul i_e în fig. 9.34.

Curentul de intrare are perioada egală cu 1/6 din cea a mărimilor de ieșire.

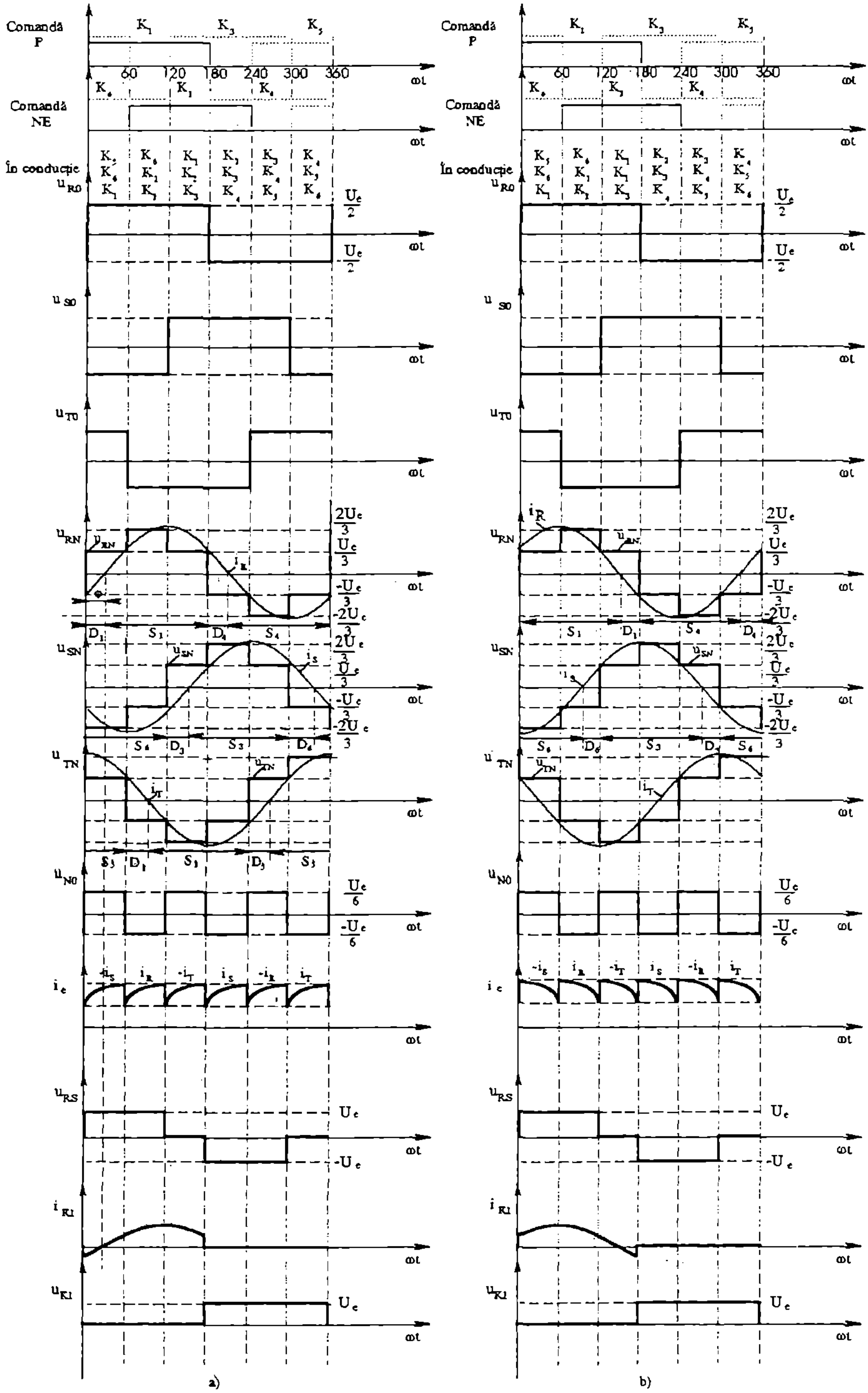


Fig. 9. 34 Forme de undă la funcţionarea după programul de 180^0 cu: a) sarcină inductivă; b) sarcină capacitivă; sarcină conectată în stea.

Valoarea efectivă a tensiunilor de fază este:

$$U_{RN} = U_{SN} = U_{TN} = \frac{\frac{2U_e}{3}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_e \tag{9.95}$$

iar dezvoltarea în serie Fourier pentru u_{RN}:

$$u_{RN} = \frac{2U_e}{\pi}\left(\sin\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t + \ldots \right) \tag{9.96.a}$$

deci valoarea efectivă a fundamentalei tensiunilor de fază se scrie:

$$U_{RN_1} = U_{SN_1} = U_{TN_1} = \frac{2U_e}{\sqrt{2}\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_e \tag{9.96.b}$$

Valoarea efectivă a tensiunilor între faze este:

$$U_{RS} = U_{ST} = U_{TR} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_e \tag{9.97.a}$$

iar valoarea efectivă a fundamentalei lor:

$$U_{RS_1} = U_{ST_1} = U_{TR_1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_e \tag{9.97.b}$$

Curenții prin dispozitivele semiconductoare (comutatoarele K_i) au aceeași formă ca la invertorul monofazat (vezi paragraful 9.2.3). Comutațiile care trebuie realizate vor fi aceleași: comutații comandate dacă φ este inductiv și naturale dacă φ este capacitiv. Curenții de sarcină, de exemplu pentru cazul sarcinii inductive, se scriu:

$$\begin{aligned} i_R &= I_S\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi) \\ i_S &= I_S\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_T &= I_S\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \end{aligned} \tag{9.98}$$

Curentul de intrare are valoarea medie:

$$\bar{I}_e = \frac{3}{\pi} I_S \sqrt{2}\cos\varphi$$

și valoarea efectivă:

$$I_e = I_S\sqrt{2}\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\varphi}$$

Ca și pentru invertorul monofazat, sarcina trifazată nefiind ideală, formele curenților de fază i_R, i_S, i_T nu vor fi sinusoide, ci se pot aproxima prin segmente de exponențială, dar succesiunea intervalelor de conducție a componentelor semiconductoare rămâne aceeași.

B. Sarcină echilibrată conectată în triunghi

Sarcina invertorului poate fi conectată şi în triunghi, aşa cum se arată în fig. 9.35.

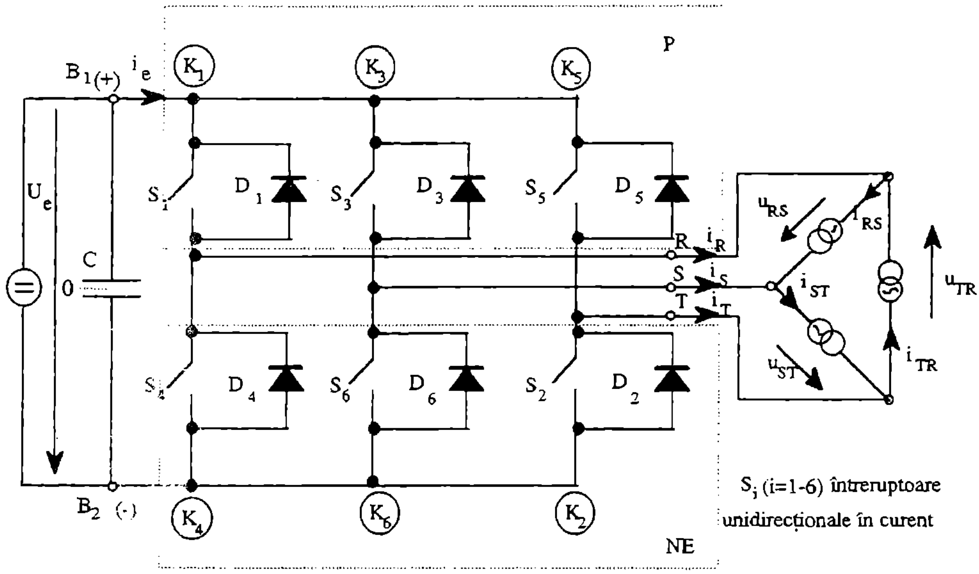


Fig. 9.35 Invertorul trifazat de tensiune cu sarcină în triunghi.

În cazul sarcinii în triunghi starea comutatoarelor K_i impune direct tensiunile la bornele acesteia. Calculul tensiunilor se va face luând drept origine pentru potenţiale borna "-" notată cu B_2 a sursei.

Se vede că:

$$u_{RS} = V_R - V_S; \qquad u_{ST} = V_S - V_T; \qquad u_{TR} = V_T - V_R \tag{9.99}$$

Dar:

$$V_R = \begin{cases} U_e, & \text{când } K_1 \text{ este închis} \\ 0, & \text{când } K_4 \text{ este închis} \end{cases} \tag{9.100.a}$$

$$V_S = \begin{cases} U_e, & \text{când } K_3 \text{ este închis} \\ 0, & \text{când } K_6 \text{ este închis} \end{cases} \tag{9.100.b}$$

$$V_T = \begin{cases} U_e, & \text{când } K_5 \text{ este închis} \\ 0, & \text{când } K_2 \text{ este închis} \end{cases} \tag{9.100.c}$$

Rezultatul calculului tensiunilor u_{RS}, u_{ST} şi u_{TR} făcut cu relaţiile (9.99) şi (9.100) este dat în tabelul 9.2.

Tabelul 9.2 **Valorile tensiunilor la bornele sarcinii.**

Intervalul	Comutatoare în conducție	V_R	V_S	V_T	u_{RS}	u_{St}	u_{TR}
$(0,60^0)$	$K_5;K_6;K_1$	U_e	0	U_e	U_e	$-U_e$	0
$(60^0,120^0)$	$K_6;K_1;K_2$	U_e	0	0	U_e	0	$-U_e$
$(120^0,180^0)$	$K_1;K_2;K_3$	U_e	U_e	0	0	U_e	$-U_e$
$(180^0,240^0)$	$K_2;K_3;K_4$	0	U_e	0	$-U_e$	U_e	0
$(240^0,300^0)$	$K_3;K_4;K_5$	0	U_e	U_e	$-U_e$	0	U_e
$(300^0,360^0)$	$K_4;K_5;K_6$	0	0	U_e	0	$-U_e$	U_e

Se observă că tensiunile u_{RS}, u_{ST} și u_{TR} puteau fi calculate și în funcție de tensiunile de pol u_{R0}, u_{S0} și u_{T0}, considerate față de un punct median fictiv "0" al sursei, aplicând relațiile (9.87). Valorile pentru u_{R0}, u_{S0} și u_{T0} care trebuie luate în calcul sunt cele din tabelul 9.1.

Formele de undă ale tensiunilor și curenților sunt prezentate în fig. 9.36. Sarcina a fost considerată cu caracter inductiv. Se observă că tensiunile între faze u_{RS}, u_{ST} și u_{TR},care acum sunt tensiunile la bornele sarcinii,au aceeași formă și valoare ca tensiunile între faze în cazul sarcinii în stea (vezi tabelul 9.1), deci relațiile (9.97) rămân valabile.

Aceste considerente ne îndreptățesc să afirmăm că reprezentarea în complex a functionării invertorului (fig. 9.33) este generală, ea permițând deducerea tensiunii la ieșire, indiferent de sarcină. Formele de undă au fost trasate considerând valabile ipotezele 9.a, 9.b și 9.c.

La trasarea curenților i_{RS}, i_{ST} și i_{TR} s-a ținut seama ca dacă ei formează un sistem echilibrat, vor fi caracterizați prin valoarea lor efectivă I_S și defazajul φ față de fundamentala tensiunilor cărora le corespund, adică u_{RS}, u_{ST} și u_{TR}. Fundamentalele celor 3 tensiuni la bornele sarcinii, având în vedere forma lor, se scriu:

$$\begin{aligned} u_{RS_1} &= U_{RS_1}\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{6}) \\ u_{ST_1} &= U_{ST_1}\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{6}-\frac{2\pi}{3}) \\ u_{TR_1} &= U_{TR_1}\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{6}-\frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{9.101}$$

unde: $U_{RS_1} = U_{ST_1} = U_{TR_1}$ are valoarea (9.97,b).

Prin urmare, curenții de sarcină, considerând un defazaj φ inductiv, vor fi:

$$\begin{aligned} i_{RS} &= I_S\sqrt{2}\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}-\varphi\right) \\ i_{ST} &= I_S\sqrt{2}\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}-\frac{2\pi}{3}-\varphi\right) \\ i_{TR} &= I_S\sqrt{2}\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{6}-\frac{4\pi}{3}-\varphi\right) \end{aligned} \tag{9.102}$$

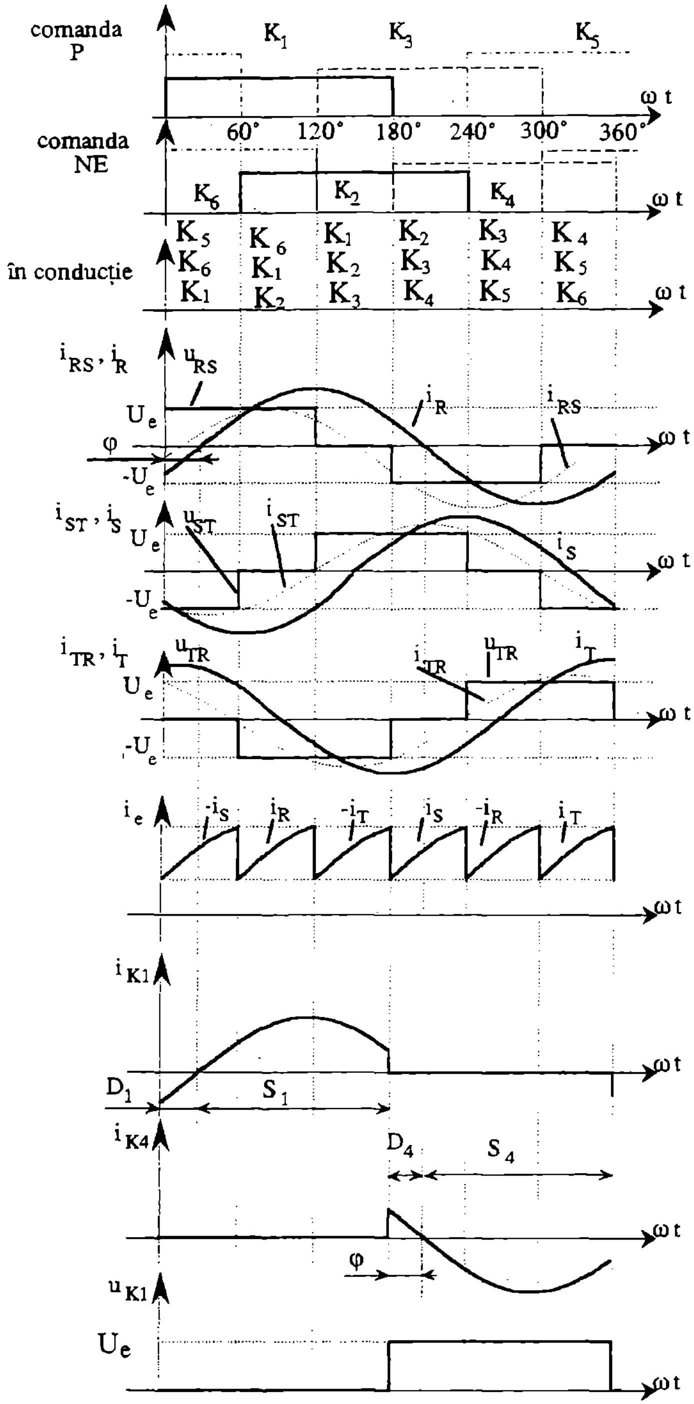


Fig. 9.36 Formele de undă la funcţionarea după programul de 180^0 cu sarcina inductivă ($\varphi > \frac{\pi}{6}$) echilibrată, conectată în triunghi.

Curenții la ieșirea invertorului se pot obține ținând seama de relația (9.102):

$$\begin{aligned} i_R &= i_{RS} - i_{TR} = \sqrt{3}\cdot I_S\sqrt{2}\sin(\omega t-\varphi) \\ i_S &= i_{ST} - i_{RS} = \sqrt{3}\cdot I_S\sqrt{2}\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}-\varphi\right) \\ i_T &= i_{TR} - i_{ST} = \sqrt{3}\cdot I_S\sqrt{2}\sin\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}-\varphi\right) \end{aligned} \tag{9.103}$$

Curenții dați de relațiile (9.103) sunt de aceeași formă cu cei dați de relațiile (9.98), când sarcina era conectată în stea, deci și curenții în întreruptoare, ca și curentul de intrare i_e vor rămâne neschimbați ca formă. Ei sunt reprezentați în fig. 9.36, unde pentru defazajul φ inductiv s-a considerat aceeași valoare ($\varphi > \frac{\pi}{6}$) ca în fig. 9.34,a.

În concluzie înlocuirea unei sarcini în stea prin sarcină în triunghi echivalentă nu afectează funcționarea convertorului static de putere.

Și pentru aceasta situație este valabilă observația legată de imperfecțiunea sarcinii și comutatoarelor. În realitate curenții absorbiți i_R, i_S și i_T nu vor fi siunsoidali, ci vor fi alcătuiți din segmente de exponențiale așa cum se prezintă în fig. 9.37, însă succesiunea de conducție a componentelor semiconductoare se păstrează aceeași ca pentru cazul ideal.

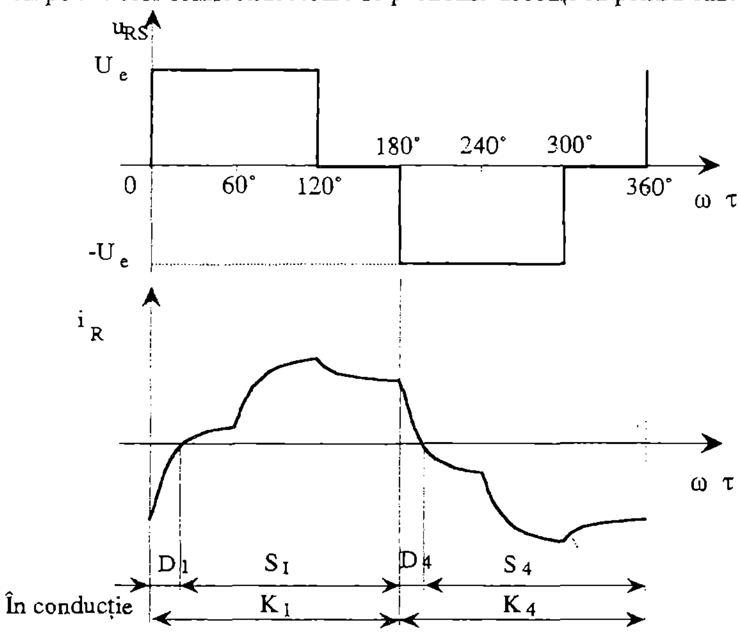


Fig. 9.37 Forme de undă pentru o sarcină reală RL.

C. Funcționarea cu fir neutru și sarcină dezechilibrată

Dacă pe partea de curent alternativ este necesar un conductor neutru și trebuie utilizat și un transformator, atunci se va utiliza schema prezentată în fig. 9.38, în care transformatorul are conexiunea Δ/⅄ .

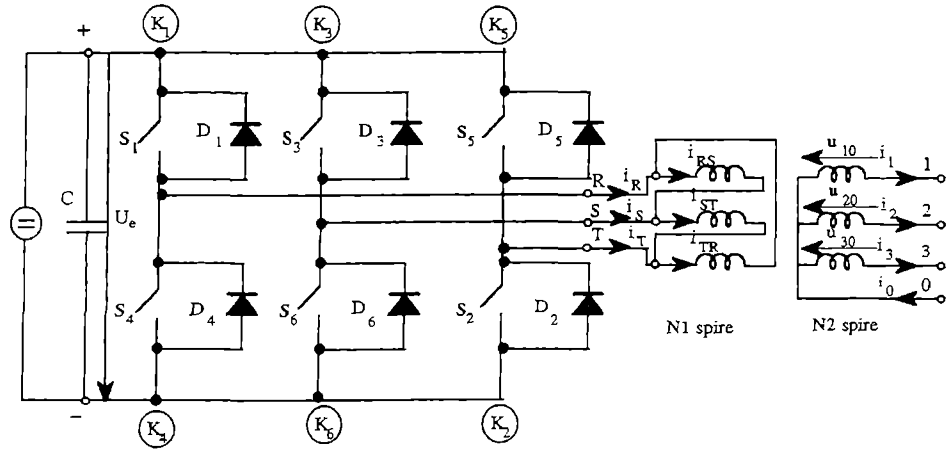


Fig. 9.38 Invertor trifazat cu transformator pentru asigurarea alimentării cu fir neutru.

Intreruptoarele K_i comandate după programul de 180^0 vor impune tensiunile între faze u_{RS}, u_{ST} şi u_{TR} în primar, deci tensiunile de fază u_{10}, u_{20} şi u_{30} în secundar, ca şi tensiunile între faze u_{12}, u_{23} şi u_{31}.

Dacă sarcina este dezechilibrată, suma curenţilor secundari este diferită de zero şi:

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_0 \tag{9.104}$$

Curentul i_0 va circula prin firul neutru.

Avantajul conexiunii primarului în triunghi este compensarea amper-spirelor pe fiecare miez al transformatorului. Astfel:

$$i_{RS} = \frac{N_2}{N_1} i_1; \quad i_{ST} = \frac{N_2}{N_1} i_2; \quad i_{TR} = \frac{N_2}{N_1} i_3;$$

încât:

$$i_{RS} + i_{ST} + i_{TR} = \frac{N_2}{N_1}(i_1 + i_2 + i_3) = \frac{N_2}{N_1} i_0 \tag{9.105}$$

Curenţii la ieşirea invertorului vor fi:

$$i_R = i_{RS} - i_{TR} = \frac{N_2}{N_1}(i_1 - i_3)$$

$$i_S = i_{ST} - i_{RS} = \frac{N_2}{N_1}(i_2 - i_1)$$

$$i_T = i_{TR} - i_{ST} = \frac{N_2}{N_1}(i_3 - i_2)$$

Se observă că:

$$i_R + i_S + i_T = 0 \tag{9.106}$$

indiferent de valoarea curentului i_0 prin neutru.

În realitate curenților primari trebuie să li se adune și curenții de magnetizare, dar aportul lor poate fi neglijat pentru o construcție corectă a transformatorului.

Dacă alimentarea trifazată în curent alternativ trebuie făcută cu fir neutru, fără a fi necesar un transformator, atunci se întrebuințează montajul din fig. 9.39, în care se impune utilizarea divizorului capacitiv de la intrare.

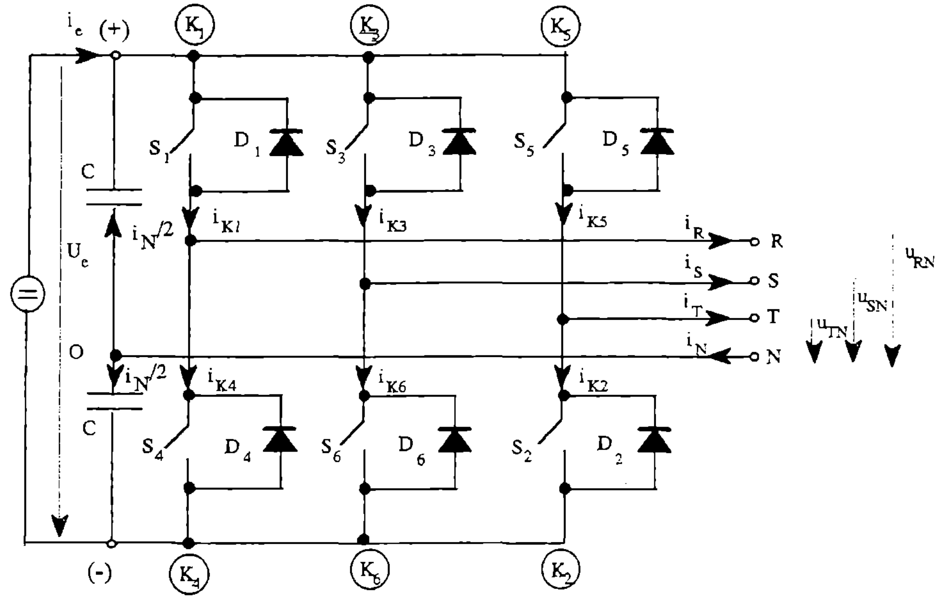


Fig. 9.39 Invertor trifazat cu divizor capacitiv la intrare pentru asigurarea alimentării cu fir neutru.

Legătura O-N face ca prin comanda comutatoarelor K_i după programul de 180^0, să fie impuse tensiunile de fază u_{RN}, u_{SN} și u_{TN}.

Se observă că:

$$u_{RN} = \begin{cases} +\frac{U_e}{2}, & \text{dacă } K_1 \text{ este închis} \\ -\frac{U_e}{2}, & \text{dacă } K_4 \text{ este închis} \end{cases} \tag{9.107.a}$$

$$u_{SN} = \begin{cases} +\frac{U_e}{2}, & \text{dacă } K_3 \text{ este închis} \\ -\frac{U_e}{2}, & \text{dacă } K_6 \text{ este închis} \end{cases} \tag{9.107.b}$$

$$u_{TN} = \begin{cases} +\frac{U_e}{2}, & \text{dacă } K_5 \text{ este închis} \\ -\frac{U_e}{2}, & \text{dacă } K_2 \text{ este închis} \end{cases} \tag{9.107.c}$$

Tensiunile între faze vor fi:

$$u_{RS} = u_{RN} - u_{SN};$$
$$u_{ST} = u_{SN} - u_{TN} \qquad (9.108)$$
$$u_{TR} = u_{TN} - u_{RN}$$

Valorile tensiunilor calculate cu relațiile (9.107) şi (9.108) sunt date în tabelul 9.3.

Tabelul 9.3 **Valorile tensiunilor de fază şi între faze**

Intervalul	Comutatoare în conducție	u_{RN}	u_{SN}	u_{TN}	u_{RS}	u_{ST}	u_{TR}
$(0,60^0)$	$K_5;K_6;K_1$	$\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	$\frac{U_e}{2}$	U_e	$-U_e$	0
$(60^0,120^0)$	$K_6;K_1;K_2$	$\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	U_e	0	$-U_e$
$(120^0,180^0)$	$K_1;K_2;K_3$	$\frac{U_e}{2}$	$\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	0	U_e	$-U_e$
$(180^0,240^0)$	$K_2;K_3;K_4$	$-\frac{U_e}{2}$	$\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	$-U_e$	U_e	0
$(240^0,300^0)$	$K_3;K_4;K_5$	$-\frac{U_e}{2}$	$\frac{U_e}{2}$	$\frac{U_e}{2}$	$-U_e$	0	U_e
$(300^0,360^0)$	$K_4;K_5;K_6$	$-\frac{U_e}{2}$	$-\frac{U_e}{2}$	$\frac{U_e}{2}$	0	$-U_e$	U_e

Variația în timp a tensiunilor este dată în fig. 9.40. Valoarea efectivă a tensiunilor de fază este:

$$U_{RN} = U_{SN} = U_{TN} = \frac{U_e}{2} \qquad (9.109)$$

iar dezvoltarea în serie Fourier a tensiunii u_{RN}:

$$u_{RN} = \frac{2U_e}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin(2k-1)\omega t}{2k-1} \qquad (9.110)$$

În tensiunile de fază reapar armonicile 3 şi multiplu de trei. Valoarea efectivă a fundamentalei este:

$$U_{RN_1} = U_{SN_1} = U_{TN_1} = \frac{2U_e}{\sqrt{2}\pi} = \frac{\sqrt{2}U_e}{\pi} \qquad (9.111)$$

Din compararea tabelelor 9.1 şi 9.3 rezultă că tensiunile între faze u_{RS}, u_{ST} şi u_{TR} au rămas neschimbate, deci relațiile (9.97) rămân valabile.

Dacă sarcina este dezechilibrată prin firul neutru va circula curentul i_N:

$$i_N = i_R + i_S + i_T \qquad (9.112)$$

care va corespunde unui curent $i_N/2$ în fiecare din brațele divizorului capacitiv de intrare (fig. 9.39).

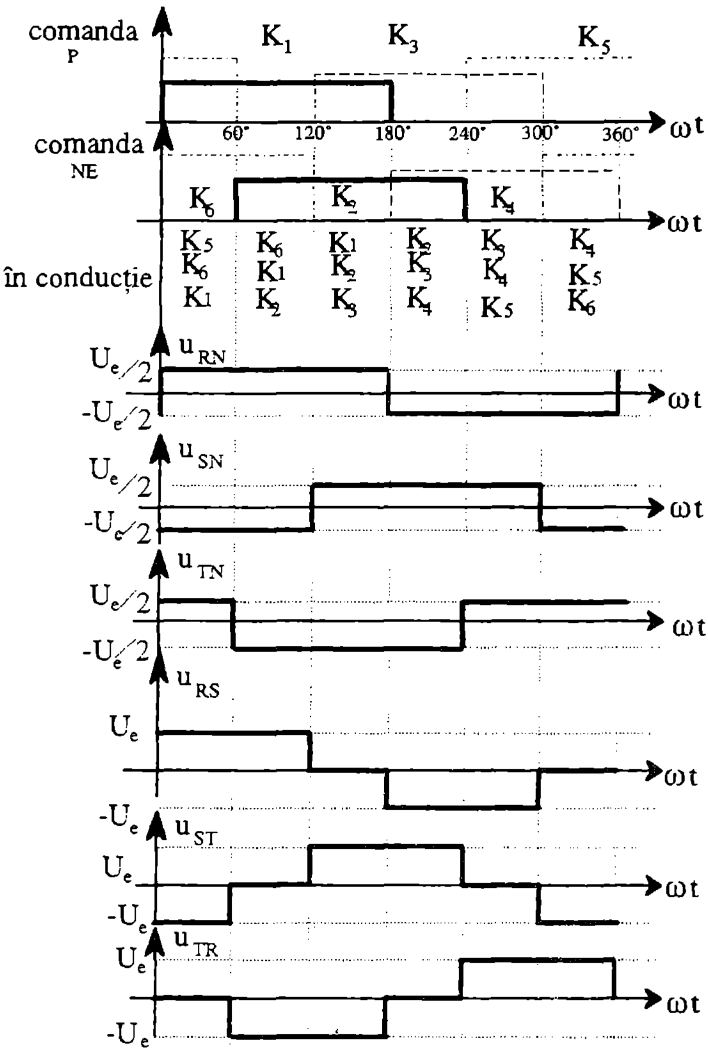


Fig. 9.40 Forme de undă la ieșirea invertorului trifazat cu divizor capacitiv la intrare, comandat după programul de 180^0.

Pentru ca fluctuațiile tensiunii la bornele condensatoarelor C să rămână neglijabile, valoarea capacității C trebuie aleasă:

$$C >> \frac{I_N}{\omega U_i} \tag{9.113}$$

unde: I_N este valoarea efectivă a curentului în conductorul neutru

ω este pulsația curentului i_N

U_i este tensiunea la bornele divizorului capacitiv.

Dacă în decursul funcţionării invertorului condiţia (9.113) rămâne îndeplinită, gradul de dezechilibru al sarcinii nu va influenţa forma şi valoarea tensiunilor furnizate de acesta.

9.2.4.3 Invertoare trifazate cu tiristoare

Ca şi invertoarele monofazate cu tiristoare, cele trifazate pot fi cu stingere independentă sau cu stingere autonomă.

A. Invertoare de tensiune trifazate cu stingere independentă

Invertoarele trifazate cu blocare independentă pot fi comandate după programul de 180^0 sau MID (Modulaţia Impulsurilor în Durată va fi explicată la subcapitolul 9.6).

Circuitul de blocare poate fi **separat**, pe fiecare fază, sau **unic**, unul pentru ansamblul invertorului. În fiecare situaţie, condensatorul poate fi unic sau divizat.

În fig. 9.41 este prezentat **un invertor de tensiune cu circuit de blocare separat, pe fiecare fază şi condensator unic.** Fiecare braţ al punţii trifazate este o semipunte Mc.Murray (subparagraful B).

Calculul elementelor circuitului de blocare se face pentru fiecare fază, considerând mărimile de fază ca fiind variabile de ieşire.

Reglajul tensiunilor de ieşire se face prin reglajul tensiunii de intrare U_e, cu un chopper sau prin comandă. Condensatorul trebuie să se încarce la o tensiune superioară lui U_e.

Dacă se alimentează invertorul cu ajutorul unui redresor necomandat şi dacă se face reglajul tensiunilor de ieşire prin comanda invertorului, se renunţă la supraîncărcarea condensatorului de blocaj.

În acest scop, se completează schema cu diode pentru limitarea încărcării condensatorului. Descărcarea condensatorului se face în circuitul: borna "-", D_4, C, L, R, D_{1a}, borna "+" (fig. 9.42) şi este puternic amortizată.

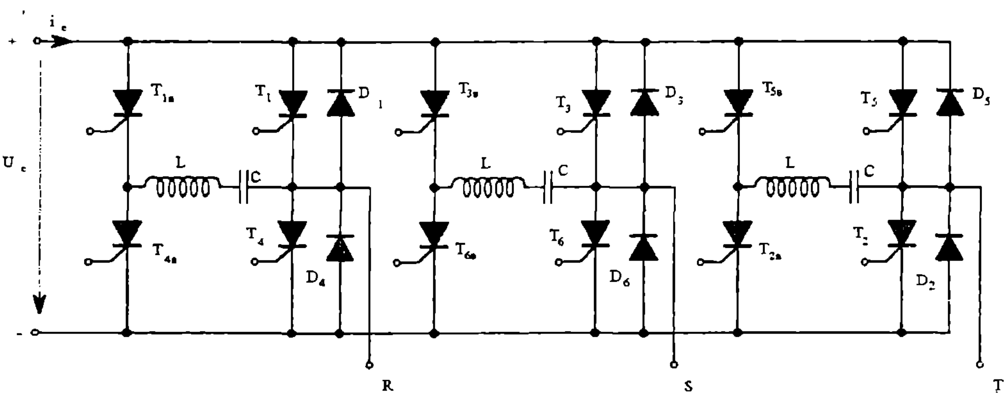


Fig. 9.41 Invertorul de tensiune cu circuit de blocare separat pe fiecare fază şi condensator unic.

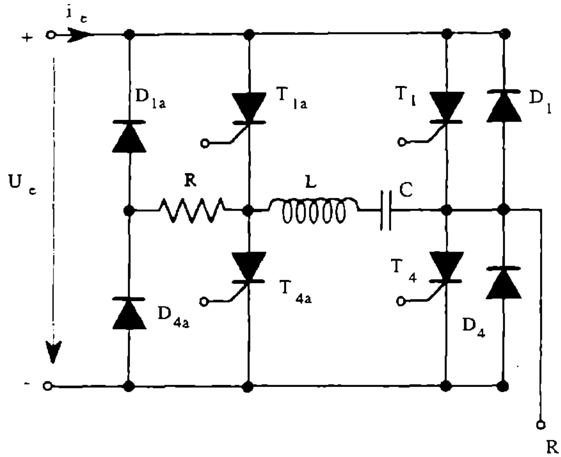


Fig. 9.42 Variantă a invertorului din fig. 9.41
(cu diodă pentru limitarea încărcării condensatorului).

În fig. 9.43 este prezentat **un invertor de tensinne cu circuit de blocare separat pe fiecare fază și condensator divizat.** El este utilizat pentru valori mari ale lui U_e.

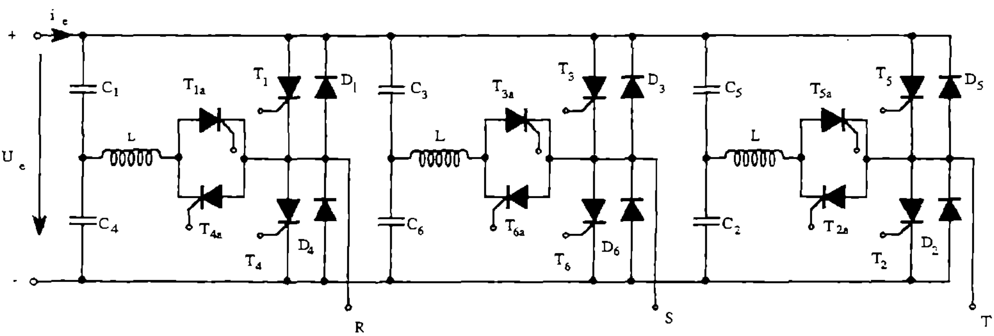


Fig. 9.43 Invertor de tensiune cu circuit de blocare separat
pe fiecare fază și condensator divizat

Valoarea medie a curentului se calculează în același mod, ca în montajul Mc Murray: pentru $Q = \dfrac{\omega L}{R} > 10$, formulele vor fi asemănătoare cu (9.76) și (9.77):

$$L = 0{,}397\frac{U_{co}t_b}{I_{s\max}}; \quad C = 0{,}445\frac{I_{s\max}t_b}{U_{co}} \tag{9.114}$$

cu:

$$U_{co} = U_e / 2 \;\; \text{și} \;\; t_b = (1{,}2 \ldots 1{,}5)t_q$$

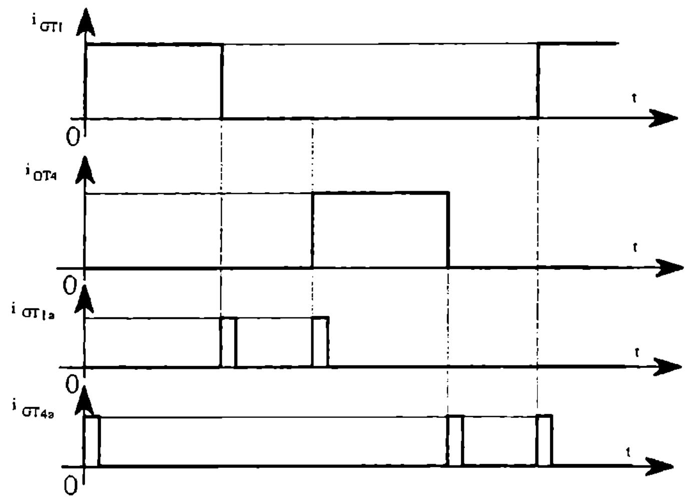


Fig. 9.44 Secvența de comandă pentru schema din fig. 9.43.

În fig. 9.45 este prezentat **un invertor de tensiune cu circuit de blocare unic pentru toate fazele și condensator unic.** Condensatorul de blocare este C. Condensatoarele C_{o1} și C_{c2} conferă sursei caracterul de sursă de tensiune și permit accesul la punctul median al sursei. Trebuie deci să avem: $C_{o1} = C_{o2} >> C$.

Tiristoarele auxiliare T_{ak}, $k = 1...6$ au rolul de a conecta circuitul de blocare pe tiristoarele principale. Tiristoarele T_{c1} și T_{c2} au rolul de a permite supraîncărcarea condensatorului C într-un sens sau altul. Blocarea unui tiristor se face în două etape: blocarea propriu-zisă, care se face prin descărcarea condensatorului C și reîncărcarea condensatorului cu o polaritate inversă.

De exemplu, pentru blocarea tiristorului principal T_1, se comandă amorsarea tiristorului auxiliar T_{a1} ceea ce permite descărcarea condensatorului, încărcat la momentul inițial cu polaritatea desenata în fig. 9.45. Curentul de descărcare este opus curentului care parcurge tiristorul T_1 și provoacă blocarea acestuia. Încărcarea condensatorului cu polaritatea inversă celei indicate în fig. 9.45 se realizează prin amorsarea tiristorului T_{c2}. Comanda porții lui T_{c2} se poate produce înainte de blocarea lui D_1, când avem $|u_c| > U_e$. Dacă comanda porții lui T_{c2} se produce după blocarea lui D_1, când D_4 este în conducție, încărcarea se face prin C_{o1}, C, L' și T_{c2}. Dacă L' este mică, încărcarea lui C este mai rapidă, dar la o tensiune mai mică. Rolul inductanței L'' este de a evita comutația bruscă a curentului de sarcină de pe circuitul de blocare pe dioda de recuperare (de exemplu D_4 în cazul blocării lui T_1).

Pentru o funcționare optimă, elementele pasive ale circuitului de blocare vor fi calculate cu formule similare cu (9.76) și (9.77):

$$C = 1,783\frac{I_{s\max}t_b}{U_e/2}; \quad L' + L'' = 0,793\frac{t_b U_e/2}{I_{s\max}} \tag{9.115}$$

cu:

$$L'' = (0,1...0,3)L' \quad \text{și} \quad t_b = (1,2...1,5)t_q$$

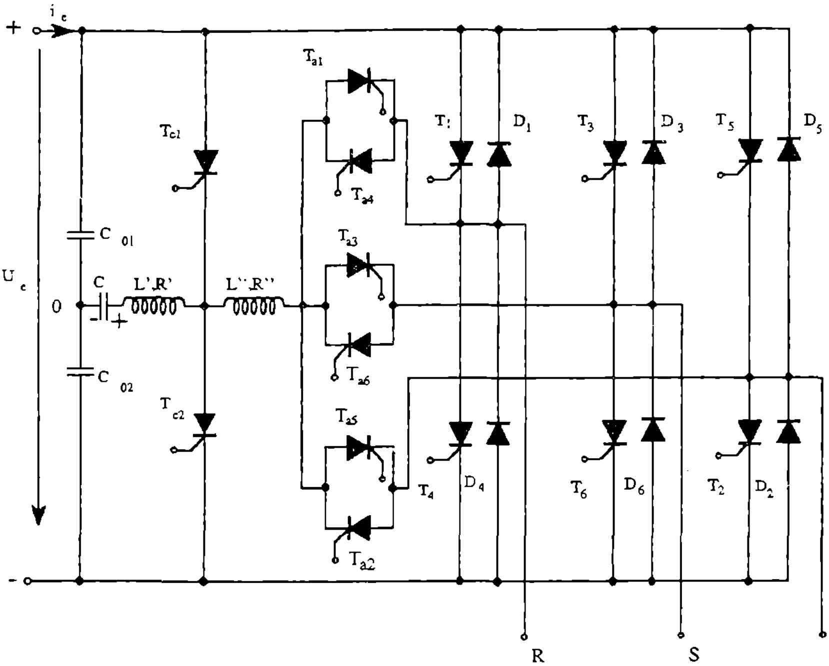


Fig. 9.45 Invertor de tensiune cu circuit de blocaj unic pentru toate fazele și condensator unic.

În fig. 9.46 este prezentat **un invertor de tensiune cu circuit unic pentru toate fazele și condensator divizat.** În această schemă condensatorul de blocare este divizat în două părți egale, $C_1 = C_2 = C_o / 2$. Trebuie să avem mereu $C >> C_o / 2$.

Rolul elementelor active și pasive ale schemei rămâne același cu cel din schema din fig. 9.45. Amorsarea lui T_{c1} provoacă un fenomen oscilant care, după o semiperioadă, aduce tensiunile la bornele celor două condensatoare la valorile: $u_{c1} = -U_e / 2$; $u_{c2} = +3U_e / 2$.

Blocarea se efectuează tot în două etape: blocarea propriu-zisă, comandată prin amorsarea lui T_{a1} și încărcarea condensatoarelor $C_1 = C_2$ la o polaritate inversă pentru a fi pregătite pentru blocarea următoare prin amorsarea lui T_{c2}.

Amorsarea lui T_{c2} se poate produce înaintea blocării lui D_1 și vom avea: $u_{c1} = (1,5...2,5)U_e$, sau după blocarea lui D_1 și amorsarea lui D_4, când vom avea: $u_{c1} = (1...1,5)U_e$.

În fiecare din aceste cazuri, tensiunea la bornele condensatorului C_2 va fi negativă pentru a avea mereu: $u_{c1} + u_{c2} = U_e$.

Calculul lui L' și L'' se face cu aceleași formule (9.115), iar:

$$C_1 = C_2 = C = 0,892 \frac{I_{s\max} t_b}{U_e / 2}.$$

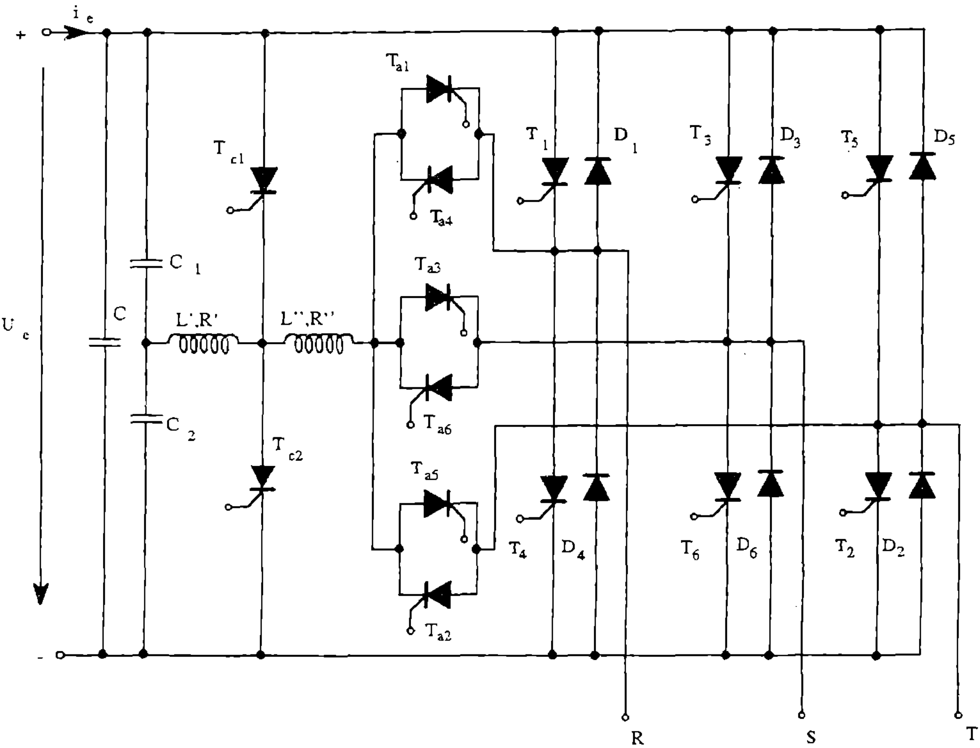


Fig. 9.46 Invertor de tensiune cu circuit de blocaj unic pentru toate fazele şi condensator divizat.

B. Invertoare de tensiune trifazate cu singere autonomă

Invertoarele cu stingere (blocare) autonomă se împart în două grupe, după locul condensatorului de stingere: pe fiecare fază sau între faze.

În fig. 9.47 este prezentat **un invertor de tensiune trifazat autonom cu blocare autonomă şi condensator de blocare pe fiecare fază.** Schema conţine trei braţe asemănătoare cu cele ale invertorului Bedford-Mc Murray (fig. 9.21). El poate fi comandat pe principiul 180° sau MID, păstrând dezavantajele invertorului monofazat de acelaşi tip.

În fig. 9.48 este prezentat un **invertor de tensiune trifazat cu blocare autonomă şi condensator de blocare între faze.**

Condensatoarele de blocare sunt C_{ki}, $i = 1 \div 6$. Inductanţele de blocare L_{ki}, sunt cuplate magnetic două câte două. Fiecare braţ al punţii are o diodă de separare D_{ci}.

De exemplu, pentru a bloca T_1 trebuie să se amorseze T_3. Condensatorul C_{k1} se va descărca prin T_1 şi T_3; curentul de descărcare are sensul contrar curentului i_{T1}, ceea ce produce blocarea lui T_1.

Condensatorul se reîncarcă în circuitul oscilant borna"+", T_3,C_{k1}, L_{k1},L_{k4},D_1, borna"+". Dioda D_{c1} se blochează la trecerea prin zero a curentului de descărcare şi condensatorul ramâne încărcat. Schema are inconvenientul că inductanţa de comutaţie este parcursă de curentul de sarcină.

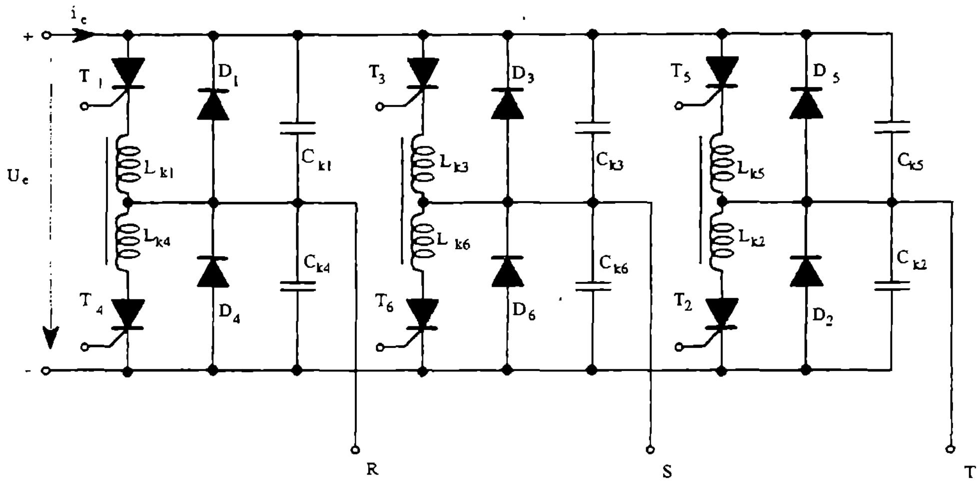


Fig. 9.47 Invertor de tensiune trifazat cu blocare autonomă și condensator de blocare pe fiecare fază.

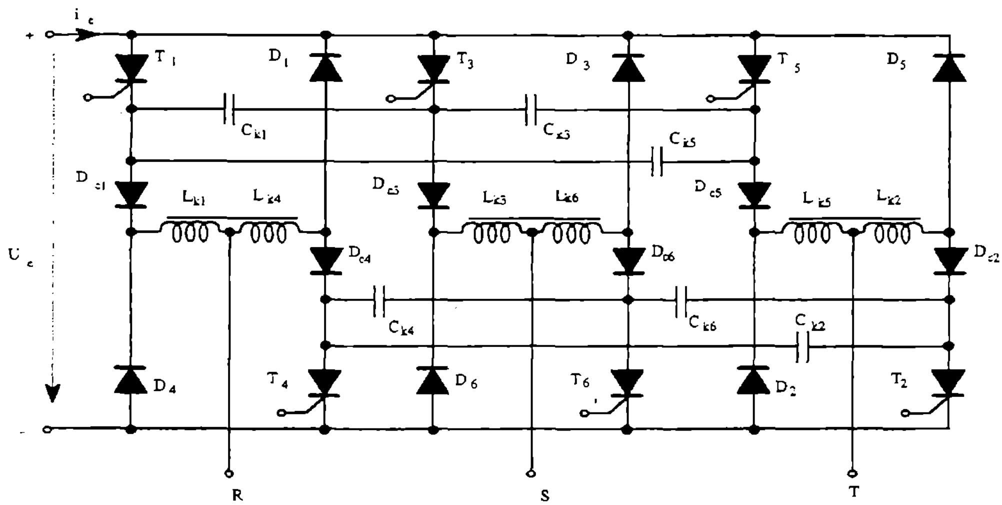


Fig. 9.48 Invertor de tensiune trifazat cu blocare autonomă și condensator de blocare între faze

Energia neutilizată în timpul comutației va fi disipată în sarcină. Randamentul acestei scheme este mai bun decât cel al schemei precedente, dar rămâne scăzut.

Elementele pasive se calculează cu relațiile:

$$C_{ki} = 0{,}66\frac{I_{s\max}t_b}{U_e}; \quad L_{k1} + L_{k4} = L_{k3} + L_{k6} = L_{k5} + L_{k2} = 100\frac{C_{ki}U_e^2}{I_{s\max}^2} \tag{9.116}$$

9.3 Invertoare de tensiune cu semnal sintetizat la ieșire

Unda de ieșire dreptunghiulară este departe de a fi ușor de utilizat din cauza numărului mare de armonici pe care le conține. O undă mai apropiată de sinusoidă, denumită sintetizată și formată din $2p$ paliere, fiecare de lățime π / p,este mai ușor de filtrat. Această undă se obține făcând suma mai multor unde dreptunghiulare de amplitudine și lățime diferite.

9.3.1 Baza matematică

O formă de undă sintetizată foarte utilizată este u_s din fig. 9.49,e și 9.50,b. Dezvoltarea în serie nu conține decât armonici impare, de rang $2n'p \pm 1$, unde $n' \in \mathrm{N}$ și $2p = 12$. Armonicile prezente au ca amplitudine:

$$A_{2n'p\pm1} = \frac{2p}{\pi(2n'p \pm 1)} y_1 = \frac{1}{2n'p \pm 1} U_s \sqrt{2} \tag{9.117}$$

unde: y_1 este amplitudinea primului palier;
y_k este amplitudinea celorlalte paliere.

$$y_1 = \frac{1}{p} \frac{\pi\sqrt{2}}{2} U_s; \quad y_k = y_1 \frac{\sin[(2k-1)\pi / 2p]}{\sin \pi / 2p} \tag{9.118}$$

Modul de elaborare a acestor formule este următorul:

- se scriu amplitudinile armonicilor în funcție de amplitudinea palierelor:

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2p} \sum_{k=1}^{p/2} y_k \sin\left[(2k-1)\frac{n\pi}{2p}\right] \tag{9.119}$$

- se calculează amplitudinile palierelor în funcție de amplitudinile armonicilor;
- se scrie egalitatea dintre amplitudinea undei fundamentale și tensiunea pe care dorim să o obținem la ieșirea invertorului:

$$A_1 = U_s \sqrt{2};$$

- punem condiția de anulare pentru cei *p-1* termeni următori din dezvoltarea în serie:

$$A_2 = A_3 = \ldots = A_p = 0$$

Pentru $p = 6$ se deduce:

$$\frac{y_2}{y_1} = \frac{\sin(3\pi / 2p)}{\sin(\pi / 2p)} = \frac{\sin \pi / 4}{\sin \pi / 12} = 1 + \sqrt{3} \tag{9.120}$$

$$\frac{y_3}{y_1} = \frac{\sin(5\pi / 2p)}{\sin(\pi / 2p)} = \frac{\sin 5\pi / 12}{\sin \pi / 12} = 2 + \sqrt{3} \tag{9.121}$$

Date fiind simetriile undei de tensiune, pentru $p = 6$ relațiile obținute sunt suficiente pentru a determina forma fiecărei unde componente.

În concluzie, pentru o undă u_s ca cea din fig. 9.49 și 9.50, dezvoltarea în serie Fourier va fi:

$$u_s = U_s\sqrt{2}\left(\sin\omega t + \frac{\sin 11\omega t}{11} + \frac{\sin 13\omega t}{13} + \frac{\sin 23\omega t}{23} + \frac{\sin 25\omega t}{25} + \ldots\right) \tag{9.122}$$

ceea ce înseamnă că, printr-un filtraj simplu, se va obtine o tensiune sinusoidală.

9.3.2 Scheme monofazate de invertoare de tensiune cu semnal la ieșire sintetizat

După ce s-a stabilit forma de undă sintetizată dorită, aceasta se descompune în trepte dreptunghiulare și se schițează schema care va putea realiza suma treptelor care o compun. În fig. 9.49 și 9.50 sunt prezentate două exemple.

Schema din fig. 9.49 realizează suma a trei unde alternative, fiecare egală cu înălțimea calculată și simetrică în raport cu maximul undei sintetizate.

Fiecare formă de undă componentă este obținută cu o punte monofazată. Cele trei punți sunt alimentate cu aceeași tensiune, U_e. Cele trei primare sunt cuplate la trei secundare legate în serie.

Rapoartele de transformare și unghiurile de conducție sunt diferite, pentru a se realiza forma de undă sintetizată dorită:

$$\frac{n_{21}}{n_1} = k = \frac{U_c}{y_1}; \quad \frac{n_{21}}{n_{23}} = \frac{1+\sqrt{3}}{2+\sqrt{3}} = 0,732; \quad \frac{n_{23}}{n_1} = k(2+\sqrt{3}); \tag{9.123}$$

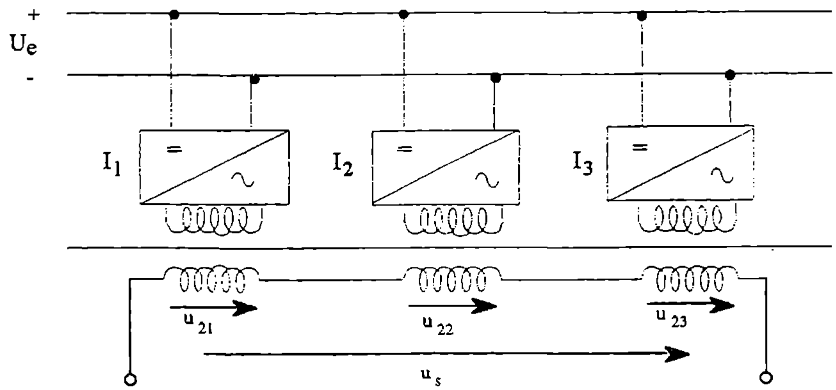
$$\beta_1 = \pi; \quad \beta_2 = 2\pi/3; \quad \beta_3 = \pi/3; \tag{9.124}$$

O altă soluție (invertor Salters) este cea prezentată în fig. 9.50: un singur invertor este asociat, în secundarul transformatorului, cu trei grupuri de tiristoare montate antiparalel. În primar invertorul poate fi în punte sau de tip "invertor paralel", cu diode de regim liber (și diode de separare, dacă este necesar).

Pentru a se obține aceeași formă de undă cu cea din fig. 9.49, o descompunem în trepte de durată $\pi/6$ și de amplitudine egală cu cea a undei sintetizate pentru intervalul de timp corespondent.

Tensiunile secundare sunt:

$$u_{23} = u_p\frac{n_{23}}{n_1}; \quad u_{22} = -u_p\frac{n_{22}}{n_1}; \quad u_{21} = u_p\frac{n_{21}}{n_1} \tag{9.125}$$



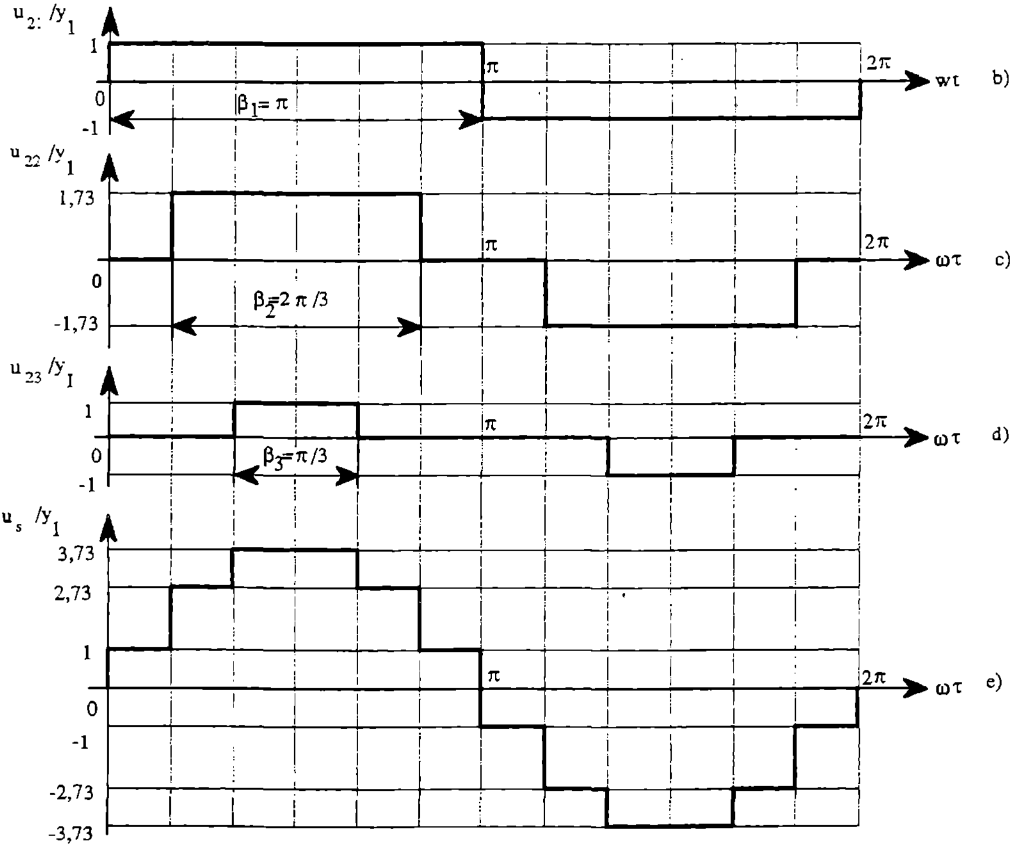


Fig. 9.49 Invertorul de tensiune cu ieşire sintetizată,
cu trei punţi monofazate (I_1, I_2, I_3) în primar
a) schema; b), c), d) formele de undă date de fiecare punte; e) tensiunea totală u_s.

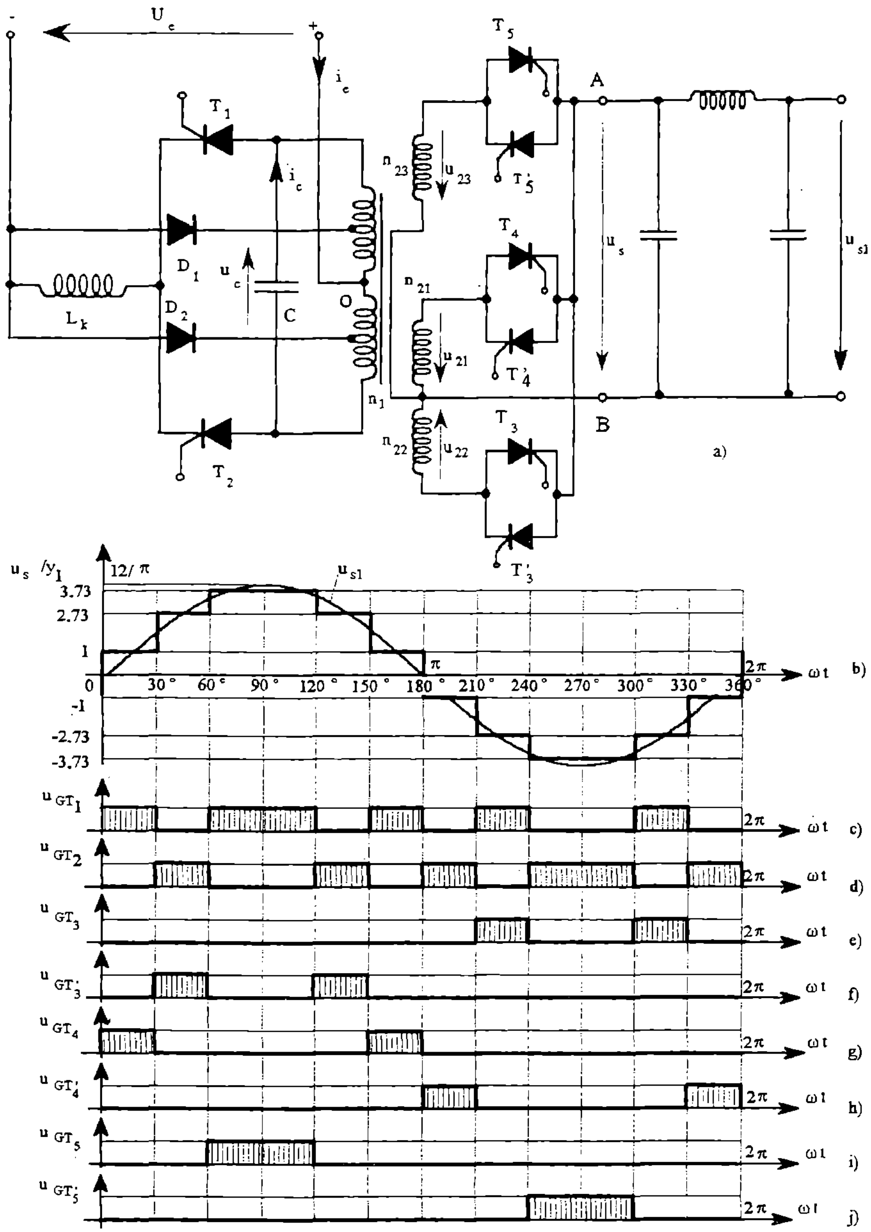


Fig. 9.50 Invertor de tensiune cu ieșire sintetizată, cu invertor paralel în primar: a) montaj; b) tensiune sintetizată; c)...j) semnale de comandă a fiecărui tiristor.

Dacă:

$$\frac{n_{21}}{n_1} = k,$$

atunci:

$$\frac{n_{22}}{n_1} = k(1+\sqrt{3}) \quad \text{și} \quad \frac{n_{23}}{n_1} = k(2+\sqrt{3})$$

sau:

$$\frac{n_{22}}{n_{23}} = \frac{1}{2+\sqrt{3}} = 0,268 \text{ și } \frac{n_{21}}{n_{23}} = \frac{1+\sqrt{3}}{2+\sqrt{3}} = 0,732$$

Tiristoarele din secundar vor fi comandate conform cu graficele din fig. 9.50,c...j.

9.4 Invertoare de curent cu curent dreptunghiular la ieșire

9.4.1 Invertorul de curent monofazat. Comanda cu undă plină

Schema principială a invertorului de curent monofazat este dată în fig. 9.51.

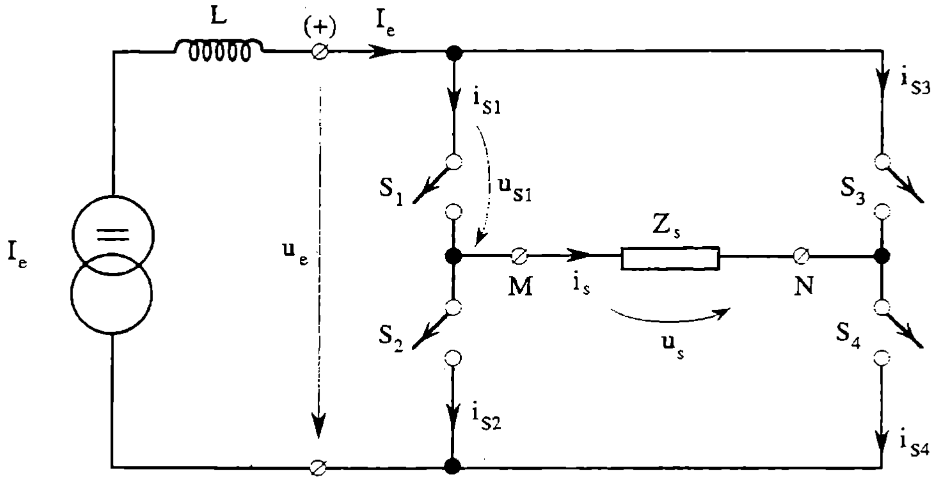


Fig. 9.51 Invertorul de curent monofazat.

Sursa de curent continuu I_e are o impedanță internă atât de mare încât curentul I_e pe care îl furnizează nu este afectat de variația tensiunii u_e la borne datorită comutației întreruptoarelor S_i, prin urmare ea impune curentul la intrarea convertorului I_e și curentul la ieșirea lui i_S, deci curentul de sarcină.

Curentul nu mai poate lua valori negative, prin urmare nu mai sunt necesare comutatoare bidirecționale în curent. În fiecare braț al punții sunt 2 întreruptoare unidirecționale în curent și bidirecționale în tensiune care funcționează în contratimp.

Tensiunea u_S la ieșire, ca și tensiunea u_e la intrare vor depinde de sarcina de curent alternativ Z_S.

Indiferent de natura sarcinii la comanda simetrică întreruptoarele S_1 și S_4 vor fi închise pentru un interval de timp $t\in\left(0,\frac{T}{2}\right)$, iar S_2 și S_3 pentru $t\in\left(\frac{T}{2},T\right)$, încît curentul prin sarcină va fi:

$$i_s=\begin{cases}+I_e \text{ pentru } t\in\left(0,\frac{T}{2}\right)\\ -I_e \text{ pentru } t\in\left(\frac{T}{2},T\right)\end{cases} \qquad (9.126.)$$

Tensiunea u_s care apare la bornele întreruptoarelor blocate poate fi atât pozitivă cât și negativă, prin urmare aceste întreruptoare trebuie să fie apte să suporte atât tensiuni pozitive, cât și tensiuni negative în stare blocată deci să fie bidirecționale în tensiune.

9.4.1.1. Funcționarea cu sarcină inductivă

Formele de undă pentru schema din fig. 9.51 în cazul funcționării cu o sarcină Z_S inductivă sunt date în fig. 9.52. Se observă că fundamentala curentului i_s este defazată în urma tensiunii u_s ($\varphi>0$). Tensiunea u_s este negativă în momentul comutației între S_1 și S_3. Variațiile în timp au fost trasate considerând ipotezele 9.a, 9.b și 9.c valabile. În cazul unei sarcini reale tensiunea u_s nu va fi sinusoidală, ci formată din segmente de exponențială, dar succesiunea comutației întreruptoarelor rămâne aceeași.

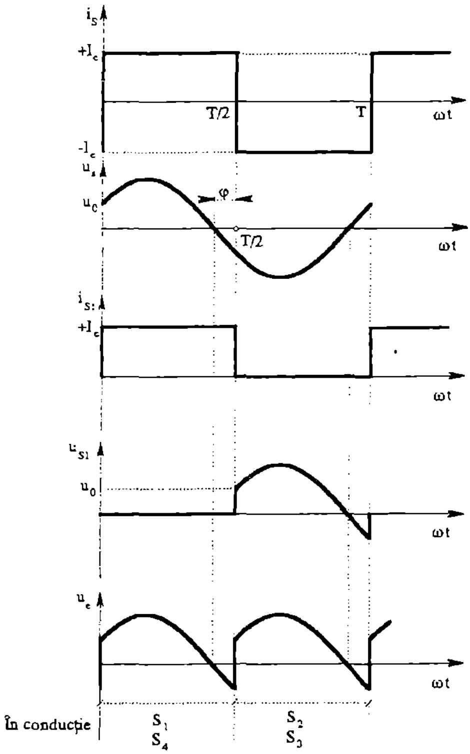


Fig. 9.52 Forme de undă ale invertorului monofazat de curent funcționând cu sarcină inductivă.

9.4.1.2 Funcţionarea cu sarcină capacitivă

Formele de undă pentru schema din fig. 9.51 în cazul funcţionării cu o sarcină capacitivă sunt date în fig. 9.53. Se observă că fundamentala curentului i_s este defazată înaintea tensiunii u_s ($\varphi < 0$) şi tensiunea u_s este pozitivă în momentul comutaţiei între S_1 şi S_3. *Şi în acest caz s-au considerat valabile ipotezele 9.a, 9.b şi 9.c.*

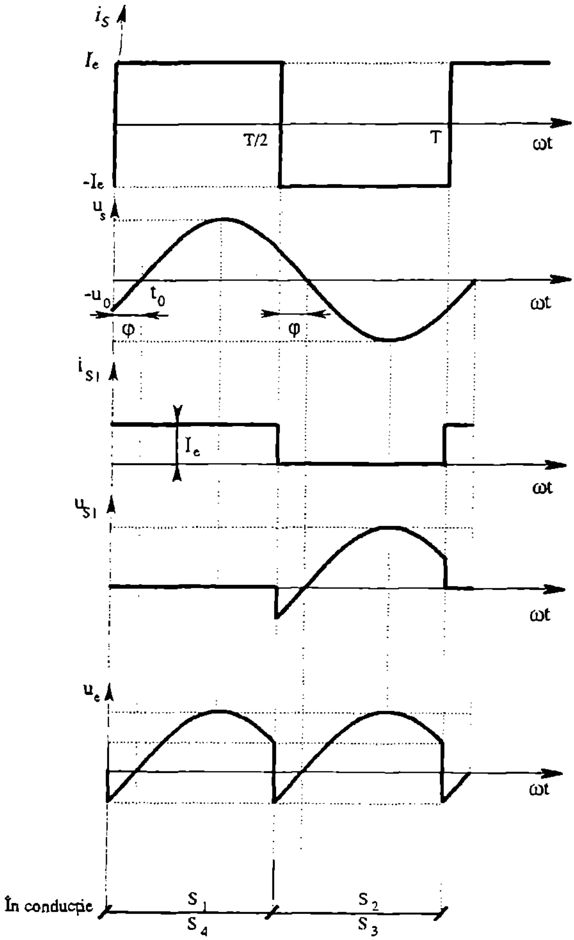


Fig.9.53 Forme de undă ale invertorului monofazat de curent funcţionînd cu sarcină capacitivă.

9.4.1.3 Concluzii

Dacă sarcina poate fi inductivă sau capacitivă se utilizează aptitudinea întreruptoarelor de a fi comandate la blocare ca şi la intrarea în conducţie, deoarece nu se poate garanta că tensiunea u_s are mereu aceeaşi polaritate în timpul comutaţiilor. Situaţia este aceeaşi şi în cazul comenzii cu modulaţie în laţime a impulsurilor de comandă (MID), la care în interiorul fiecărei alternanţe se fac mai multe comutaţii între S_1 şi S_3, respectiv S_2 şi S_4.

Modul de parcurgere al caracteristicii statice a întreruptorului S_1 în cazul în care sarcina este inductivă este arătat în fig. 9.54,a, iar când este capacitivă, în fig. 9.54,b.

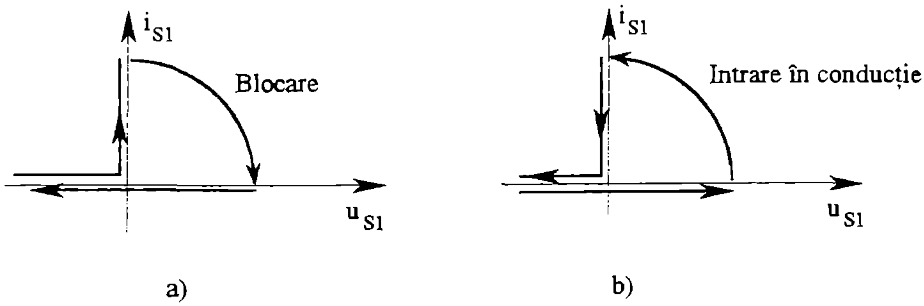


Fig.9.54 Caracteristica statică curent-tensiune a întreruptorului S_1 pentru: a) sarcină inductivă; b) sarcină capacitivă

9.4.2 Invertorul de curent trifazat. Comanda cu undă plină

Invertoarele trifazate de curent servesc pentru alimentarea motoarelor asincrone de medie şi mare putere.

Schema invertorului trifazat de curent prezentată în fig. 9.55 se obține utilizând 3 semipunți monofazate de curent, câte una pe fiecare fază. Inductivitatea L dă caracterul de sursă de curent alimentării. Întreruptoarele S_i unidirecționale în curent şi bidirecționale în tensiune sunt comandabile atât la închidere, cât şi la deschidere.

Pentru a obține la ieşirea invertorului un sistem trifazat alternativ simetric de curenți, comanda întreruptoarelor S_i trebuie să respecte cele trei reguli arătate la invertorul de tensiune (vezi 9.2.4.1.). Comanda cu undă plină la invertorul de curent se face după programul de 120°, al cărui algoritm a fost dat în figura 9.30,a. Considerăm valabile ipotezele 9.a, 9.b, şi 9.c.

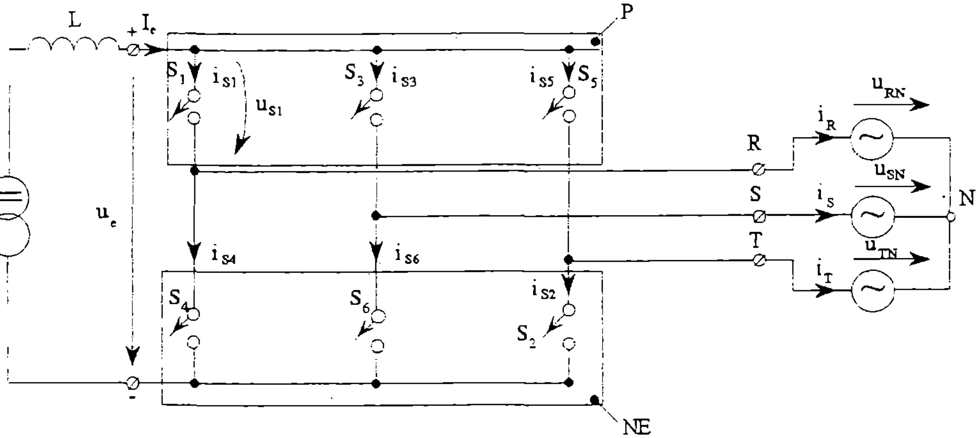


Fig. 9.55 Invertor trifazat de curent (cu sarcina în stea).

9.4.2.1 Sarcina echilibrată conectată în stea

Prin închiderea întreruptoarelor S_i conform algoritmului de comandă se impun curenţii de fază i_R, i_S, i_T. Astfel:

$$i_R = \begin{cases} +I_e & \text{dacă } S_1 \text{ este închis} \\ -I_e & \text{dacă } S_4 \text{ este închis} \\ 0 & \text{dacă } S_1; S_4 \text{ sunt deschise} \end{cases} \tag{9.127.a}$$

$$i_S = \begin{cases} +I_e & \text{dacă } S_3 \text{ este închis} \\ -I_e & \text{dacă } S_6 \text{ este închis} \\ 0 & \text{dacă } S_3; S_6 \text{ sunt deschise} \end{cases} \tag{9.127.b}$$

$$i_T = \begin{cases} +I_e & \text{dacă } S_5 \text{ este închis} \\ -I_e & \text{dacă } S_2 \text{ este închis} \\ 0 & \text{dacă } S_5; S_2 \text{ sunt deschise} \end{cases} \tag{9.127.c}$$

Valorile curenţilor de fază calculate cu relaţiile (9.127) sunt date în tabelul 9.4.

Tabelul 9.4 **Valorile curenţilor de fază şi tensiunii la intrare u_e**

Intervalul	Întreruptoare în conducţie (închise)	i_R	i_S	i_T	u_e
$(0^0, 60^0)$	S_6, S_1	$+I_e$	$-I_e$	0	u_{RS}
$(60^0, 120^0)$	S_1, S_2	$+I_e$	0	$-I_e$	$-u_{TR}$
$(120^0, 180^0)$	S_2, S_3	0	$+I_e$	$-I_e$	u_{ST}
$(180^0, 240^0)$	S_3, S_4	$-I_e$	$+I_e$	0	$-u_{RS}$
$(240^0, 300^0)$	S_4, S_5	$-I_e$	0	$+I_e$	u_{TR}
$(300^0, 360^0)$	S_5, S_6	0	$-I_e$	$+I_e$	$-u_{ST}$

Formele de undă pentru curenţi sunt date în fig. 9.56. Sarcina s-a considerat numai de tip inductiv, având în vedere utilizarea lor numai pentru alimentarea motoarelor asincrone de medie şi mare putere.

Tensiunile de fază au fost trasate ţinând seama de defazajul φ între tensiunea de fază şi fundamentala curentului de fază. Valoarea efectivă a curenţilor de fază este:

$$I_R = I_S = I_T = \sqrt{\frac{2}{3}} I_e \tag{9.128.a}$$

iar a fundamentalei lor:

$$I_{R_1} = I_{S_1} = I_{T_1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_e \tag{9.128.b}$$

Fundamentala curentului i_R, notată cu i_{R_1} va fi defazată cu $\frac{\pi}{6}$ înainte, deci va fi de forma $I_{R_1}\sqrt{2}\sin(\omega t + \frac{\pi}{6})$, încât tensiunile de fază se vor putea scrie:

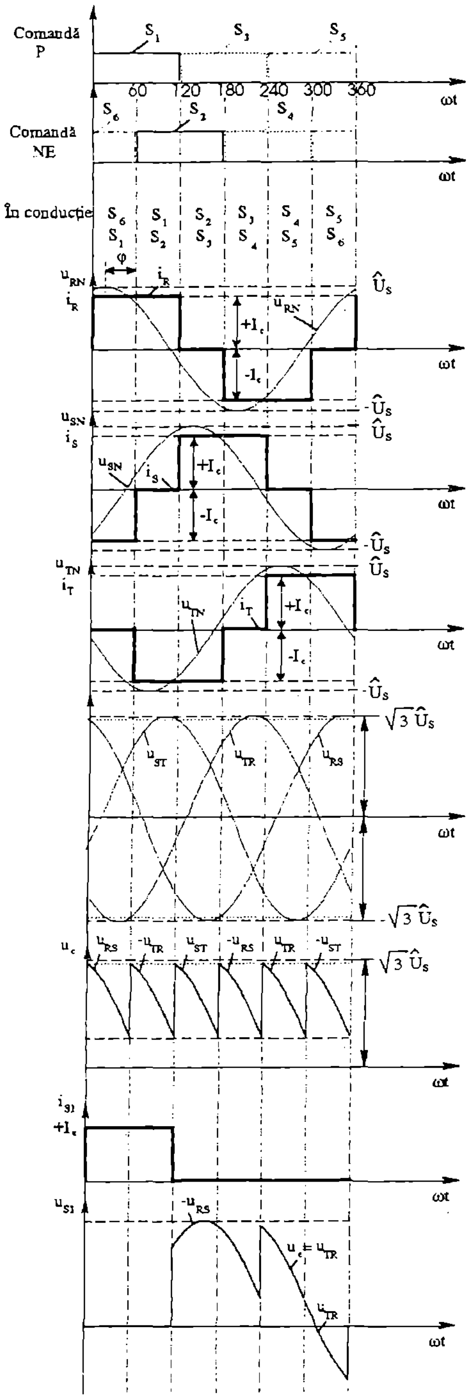


Fig. 9.56 Forme de undă ale invertorului trifazat de curent, comandat după programul de 120°, funcționând cu sarcină echilibrată inductivă conectată în stea.

$$u_{RN}=U_S\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{6}+\varphi)$$
$$u_{SN}=U_S\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{6}-\frac{2\pi}{3}+\varphi) \qquad (9.129)$$
$$u_{TN}=U_S\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{6}-\frac{4\pi}{3}+\varphi)$$

Tensiunile între faze rezultă:

$$u_{RS}=u_{RN}-u_{SN}=\sqrt{3}U_S\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{3}+\varphi)=U_a\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{3}+\varphi)$$
$$u_{ST}=u_{SN}-u_{TN}=\sqrt{3}U_S\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{3}-\frac{2\pi}{3}+\varphi)=U_a\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{3}-\frac{2\pi}{3}+\varphi) \qquad (9.130)$$
$$u_{TR}=u_{TN}-u_{RN}=\sqrt{3}U_S\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{3}-\frac{4\pi}{3}+\varphi)=U_a\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{3}-\frac{4\pi}{3}+\varphi)$$

Se observă că valoarea tensiunii de intrare u_e este determinată de întreruptoarele S_i închise. Ea este impusă de sarcină și apare ca fiind tensiunea între diversele faze aflate în conducție. Valorile ei sunt trecute în tabelul 9.4 Variația în timp a tensiunilor este arătată în fig. 9.56.

9.4.2.2 Sarcina echilibrată conectată în triunghi

Schema invertorului trifazat de curent funcționând cu o sarcină echilibrată conectată în triunghi este dată în fig. 9.57.

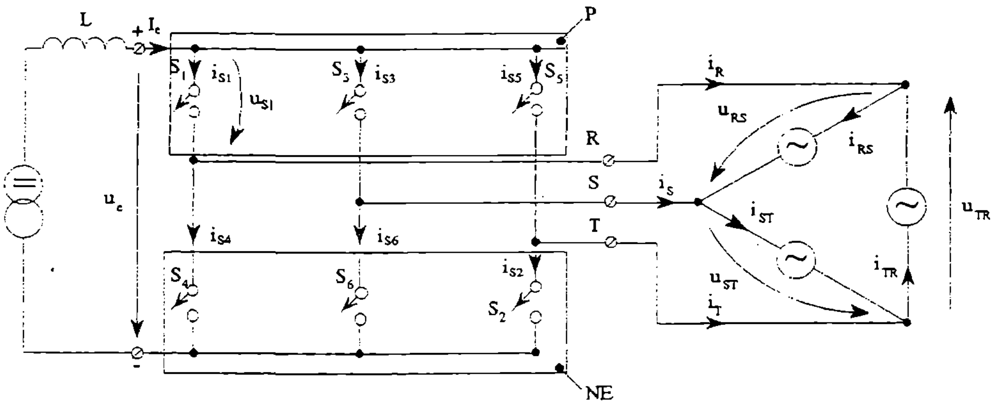


Fig. 9.57 Invertor trifazat de curent (cu sarcină în triunghi).

Schema electrică a invertorului este aceeași din fig. 9.55, însă acum sarcina este conectată în triunghi.

Comanda după programul de 120° a invertorului impune curenții i_R, i_S și i_T la ieșire. Aceștia vor avea valorile din tabelul 9.4.

Curenții de sarcină i_{RS}, i_{ST} și i_{TR} nu au componentă homopolară, deci:

$$i_{RS}+i_{ST}+i_{TR}=0 \qquad (9.131)$$

și:

$$i_R = i_{RS} - i_{TR} \qquad (9.132.a)$$

$$i_S = i_{ST} - i_{RS} \qquad (9.132.b)$$

$$i_T = i_{TR} - i_{ST} \qquad (9.132.c)$$

Scăzând două câte două relațiile (9.132,a), (9.132,b) și (9.132,c) și ținând seama de relația (9.131) rezultă:

$$i_{RS} = \frac{1}{3}(i_R - i_S); \quad i_{ST} = \frac{1}{3}(i_S - i_T); \quad i_{TR} = \frac{1}{3}(i_T - i_R) \qquad (9.133)$$

Valorile curenților de sarcină calculate cu relația (9.133) și valorile curenților i_R, i_S, i_T din tabelul 9.4 sunt date în tabelul 9.5.

Tensiunea u_e va fi descrisă de aceleași segmente ale tensiunilor între faze (acum și tensiuni la bornele sarcinii) ca în cazul sarcinii în stea.

Tabelul 9.5 **Valorile curenților și tensiunea la intrare**

Intervalul	Întreruptoare în conducție (închise)	i_R	i_S	i_T	i_{RS}	i_{ST}	i_{TR}	u_e
$(0^0, 60^0)$	S_6, S_1	$+I_e$	$-I_e$	0	$\frac{2}{3}I_e$	$-\frac{I_e}{3}$	$-\frac{I_e}{3}$	u_{RS}
$(60^0, 120^0)$	S_1, S_2	$+I_e$	0	$-I_e$	$\frac{I_e}{3}$	$\frac{I_e}{3}$	$-\frac{2}{3}I_e$	$-u_{TR}$
$(120^0, 180^0)$	S_2, S_3	0	$+I_e$	$-I_e$	$-\frac{I_e}{3}$	$\frac{2}{3}I_e$	$-\frac{I_e}{3}$	u_{ST}
$(180^0, 240^0)$	S_3, S_4	$-I_e$	$+I_e$	0	$-\frac{2}{3}I_e$	$\frac{I_e}{3}$	$\frac{I_e}{3}$	$-u_{RS}$
$(240^0, 300^0)$	S_4, S_5	$-I_e$	0	$+I_e$	$-\frac{I_e}{3}$	$-\frac{I_e}{3}$	$\frac{2}{3}I_e$	u_{TR}
$(300^0, 360^0)$	S_5, S_6	0	$-I_e$	$+I_e$	$\frac{I_e}{3}$	$-\frac{2}{3}I_e$	$\frac{I_e}{3}$	$-u_{ST}$

Formele de undă ale curenților sunt reprezentate în fig. 9.58.

Pentru trasarea tensiunilor se observă că fundamentala curentului de sarcină i_{RS} se poate scrie sub forma:

$$I_{RS_1}\sqrt{2}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right),$$

prin urmare tensiunile la bornele sarcinii, considerând un defazaj φ inductiv vor fi:

$$u_{RS} = U_a\sqrt{2}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} + \varphi\right)$$
$$u_{ST} = U_a\sqrt{2}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \qquad (9.134)$$
$$u_{TR} = U_a\sqrt{2}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \frac{4\pi}{3} + \varphi\right)$$

Ele au aceeaşi formă de undă cu tensiunile între faze din cazul sarcinii în stea (vezi relațiile 9.130).

Valoarea efectivă a curenților de sarcină este:

$$I_{RS} = I_{ST} = I_{TR} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_e \qquad (9.135.a)$$

iar valoarea efectivă a fundamentalei lor:

$$I_{RS_1} = I_{ST_1} = I_{TR_1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_e \qquad (9.135.b)$$

Tensiunea de intrare are valoarea medie:

$$\overline{U}_e = \frac{3}{\pi} U_a\sqrt{2}\cdot\cos\varphi \qquad (9.136)$$

şi valoarea efectivă:

$$U_e = U_a\sqrt{2}\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\varphi} \qquad (9.137)$$

9.4.2.3 Concluzii

Comparația fig. 9.56 şi 9.58 arată că la tensiuni între faze date, schimbarea conexiunii sarcinii nu modifică nici regimul la intrarea invertorului, nici regimul la ieşirea lui, nici funcționarea semiconductoarelor. Este practic o simplă aplicare a transfigurării stea-triunghi.

Comutațiile la blocare ale întreruptoarelor trebuie să fie comandate. Închiderea întreruptoarelor se face atunci când tensiunea la bornele lor e negativă şi se face în momentul blocării (deschiderii) întreruptorului din acelaşi grup care a condus.

Desigur, în realitate sarcina trifazată nu e perfectă, prin urmare tensiunile de ieşire nu vor fi sinusoidale, ci formate din segmente de exponențială.

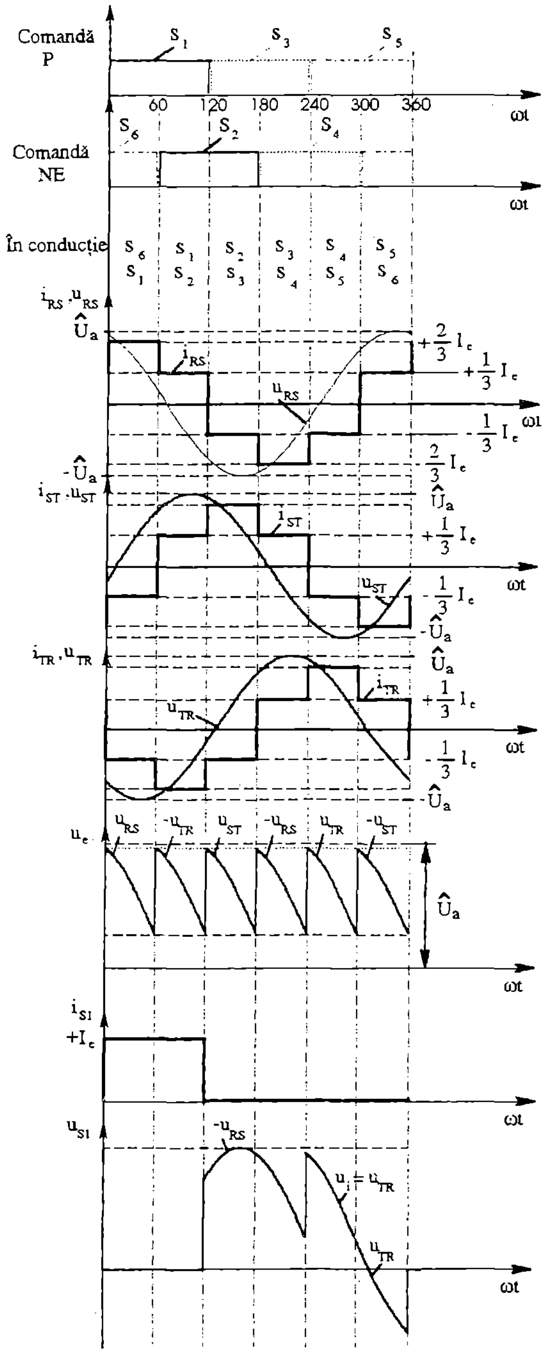


Fig. 9.58 Forme de undă ale invertorului trifazat de curent, comandat după programul de 120°, funcționând cu sarcină echilibrată inductivă conectată în triunghi.

9.4.3 Invertoare de curent trifazate cu tiristoare

În cadrul invertoarelor de curent trifazate cu tiristoare, tiristoarele au tot o stingere "forțată", încât clasificarea acestor invertoare se poate face analog cu a celor de tensiune după modul de intrare în acțiune a circuitului de stingere (blocare) în:

- cu stingere independentă;
- cu stingere autonomă.

Dinamica acestor invertoare este mai bună decât a celor de tensiune, dar comandate cu undă plină, nu pot fi folosite până la frecvențe joase pentru controlul vitezei motorului asincron, datorită apariției unor cupluri pendulare la arborele acestuia.

Acest inconvenient dispare dacă comanda se face pe principiul MID (PWM).

9.4.3.1 Invertoare de curent cu stingere independentă

Schema invertorului este dată în fig. 9.59, iar în fig. 9.60 succesiunea impulsurilor de comandă pentru tiristoare.

Programul de comandă este de 120^0. Fiecare tiristor principal T_k are afectat un tiristor auxiliar T_{ak}, care va fi amorsat în momentul când se doreşte stingerea tiristorului principal. Fiecare condensator serveşte la stingerea pe rând a celor două tiristoare aflate în acelaşi braț al punții, spre exemplu C_1 va stinge pe rând pe T_1 şi T_4.

Sarcina face parte din circuitul de comutație şi încărcarea unui condensator C_i $(i = 1, 2, 3)$ se face atât datorită tensiunii între faze la începutul comutației, cât şi ca urmare a trecerii curentului de sarcină prin el pe durata comutației.

Spre exemplu, în momentul t_0 (fig. 9.60) se găsesc în conducție T_3 şi T_4, iar condensatorul C_2 este încărcat cu polaritatea indicată în fig. 9.59.

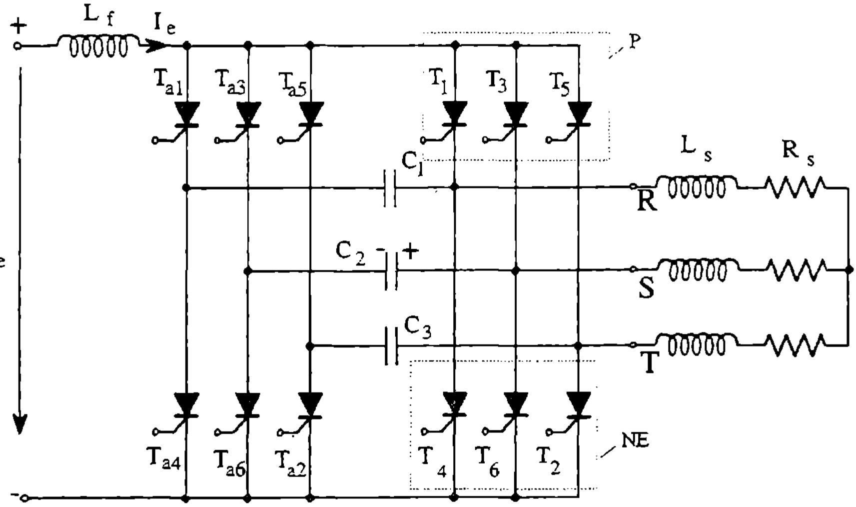


Fig. 9.59 Invertor de curent cu stingere independentă.

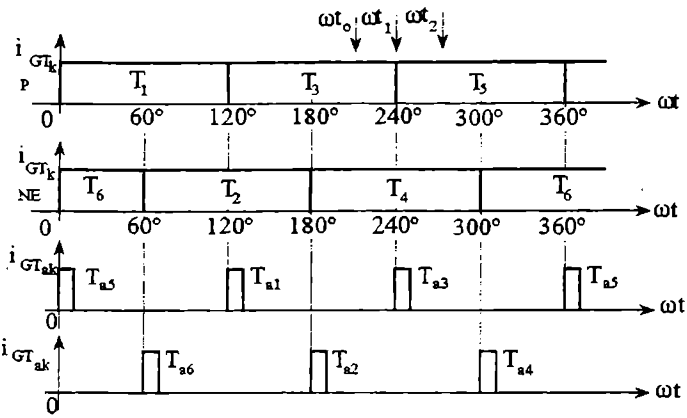


Fig. 9.60 Invertor de curent cu stingere independentă
(impulsuri de comandă pentru tiristoare).

Pentru a bloca T_3 la momentul t_1 se amorsează T_{a3}. Curentul de descărcare al condensatorului C_2 este de sens opus celui prin T_3, care se va anula, încât T_3 se blochează. Condensatorul se reîncarcă oscilant cu polaritate opusă pe traseul : bornă "+", T_{a3}, faza S, faza R, T_4, borna "-", fiind pregătit pentru a bloca tiristorul T_6.

După terminarea comutației curentul de sarcină se închide pe traseul: borna "+", T_5, faza T, faza R, T_4, borna "-".

Invertorul din fig. 9.59 este cu condensator de comutație pentru fiecare braț de punte. Există însă și varianta cu condensator unic (fig. 9.61), dar în această situație apar încă 2 tiristoare auxiliare, T_{C1} și T_{C2}.

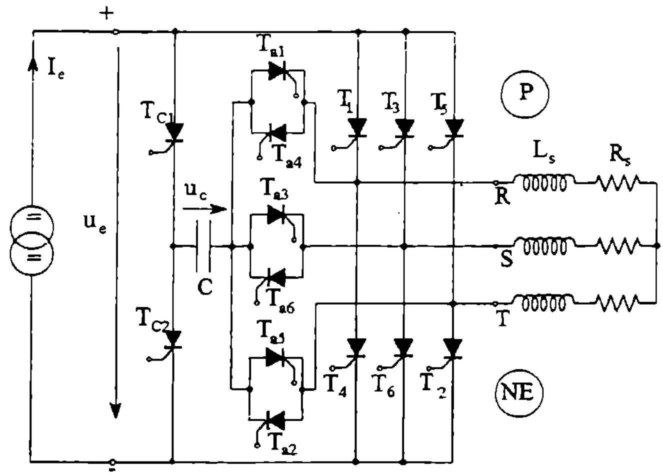


Fig. 9.61 Invertor de curent cu stingere independentă și condensator unic.

9.4.3.2 Invertoare de curent cu stingere autonomă

Schema lui este prezentată în fig. 9.62 și el este cea mai răspândită variantă de invertor trifazat de curent. Poate fi comandat cu undă plină după programul de 120^0 sau pe

principiul MID În cele ce urmează se va studia funcționarea schemei comandate după programul de 120^0.

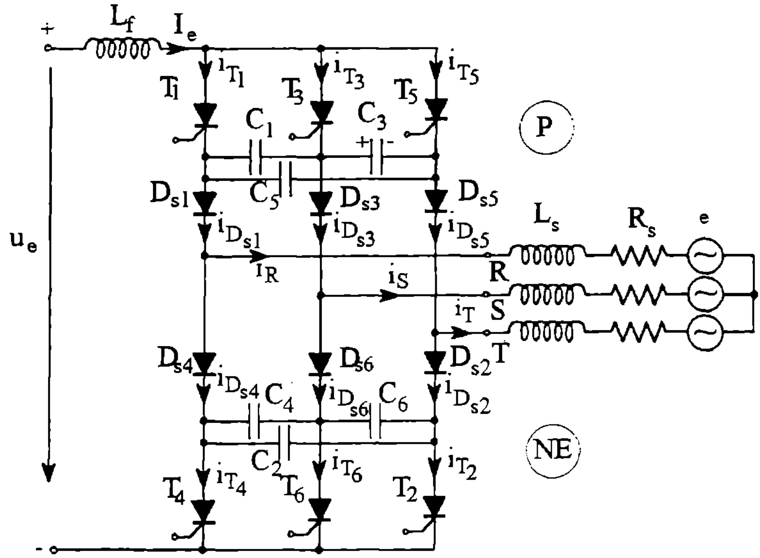


Fig. 9.62 Invertor de curent cu stingere autonomă (schema).

Condensatoarele de stingere C_k (k=1,2,..,6) sunt legate între faze și se încarcă datorită trecerii prin ele a curentului de sarcină. Tensiunea la bornele lor își schimbă polaritatea și ele se supraîncarcă datorită energiei înmagazinate în inductivitatea sarcinii. Diodele de separare D_{Sk} (k=1, 2,..,6) au rolul de a împiedica descărcarea condensatoarelor C_k la funcționarea cu sarcina activă RLe.

Curentul I_e se comută de pe dioda de separare a fazei care a condus, pe cea a fazei care preia conducția numai după ce s-a terminat încărcarea condensatoarelor de stingere. Curentul unei faze este determinat de curenții diodelor de separare de pe faza respectivă, fiind defazat în urma curenților tiristoarelor de pe aceeași fază datorită proceselor de încărcare a condensatoarelor. Se poate scrie:

$$\begin{aligned} i_R &= i_{DS_1} - i_{DS_4} \\ i_S &= i_{DS_3} - i_{DS_6} \\ i_T &= i_{DS_5} - i_{DS_2} \end{aligned} \qquad (9.138)$$

Formele de undă sunt date în fig. 9.63.

Pentru explicarea procesului de comutație ne situăm, spre exemplu, la momentul t_0 (vezi fig. 9.63 și 9.62) când în conducție se află tiristoarele T_3 și T_4. Curentul de sarcină se închide pe traseul: borna "+", T_3, D_{S3}, fază S, fază R, D_{S4}, T_4, borna "-" și condensatorul C_3 se află încărcat cu o tensiune având polaritatea din figură. La momentul t_1 se dă comanda de

amorsare a tiristoului T_5. Condensatorul C_3 se descarcă în circuitul T_5, C_3, T_3, aplicând lui T_3 o tensiune inversă care duce la blocarea lui, iar lui T_5 una directă,care îl ajută să intre în conducție. Până la blocarea lui T_3 curentul de sarcină va continua să se închidă și pe traseul indicat anterior. După blocarea lui T_3, curentul I_e se comută pe circuitul format din T_5 în serie cu condensatorul echivalent $C_3 // (C_1 + C_5)$, așa cum se arată în fig. 9.64.

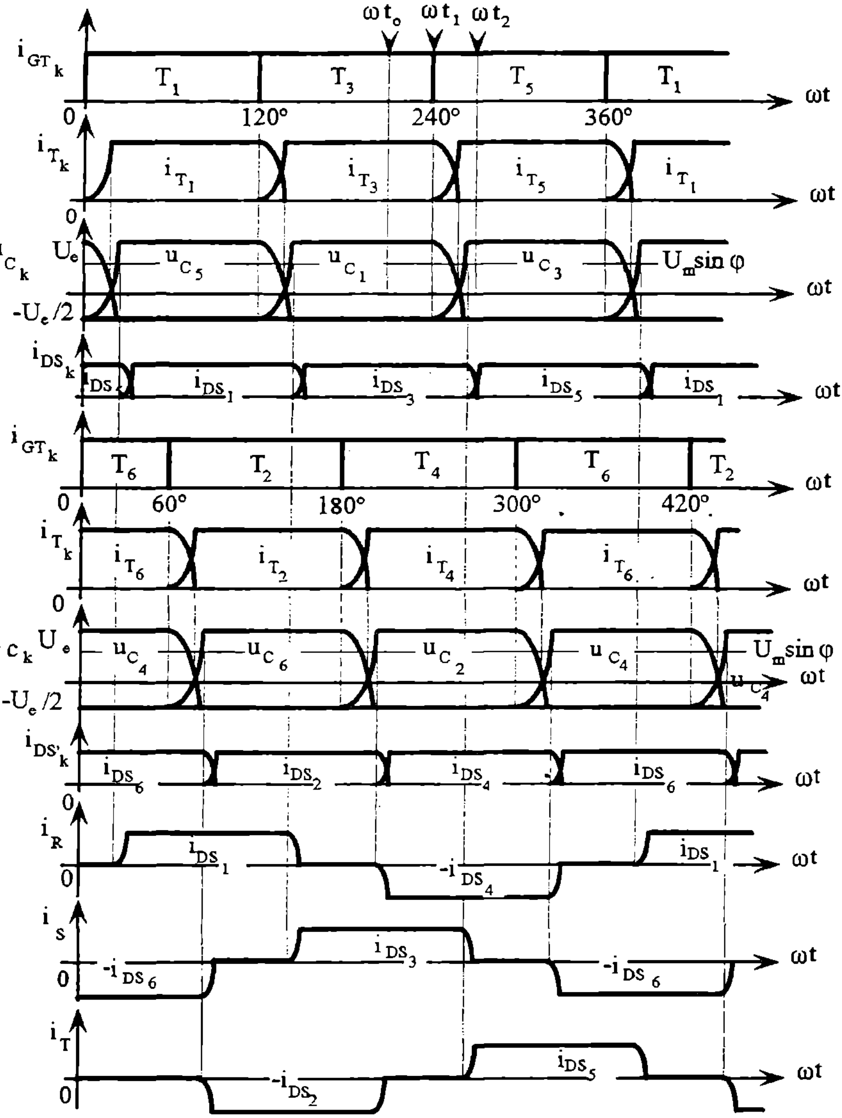


Fig. 9.63 Invertor de curent cu stingere autonomă (forme de undă).

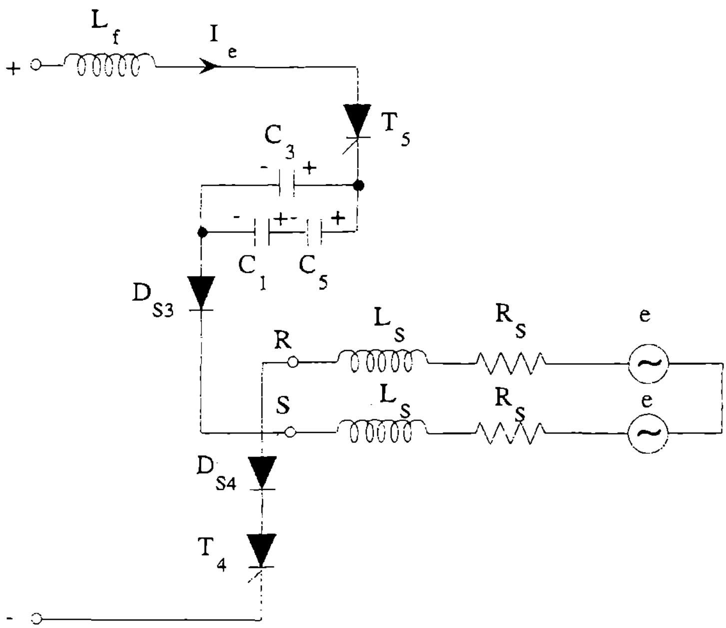


Fig. 9.64 Schema echivalentă pentru intervalul de comutaţie.

Prin C_3 circulă $(2/3)I_e$, iar prin C_1 şi C_5 un curent egal cu $(1/3)I_e$. Tensiunile la bornele condensatoarelor variază aproximativ liniar şi condensatoarele se încarcă cu polarităţile indicate în fig. 9.64. Când tensiunea la bornele condensatorului C_3 atinge o valoare pozitivă egală cu tensiunea instantanee dintre fazele S şi T ($u_{C_3} = \hat{U}_m \sin\varphi$; $\hat{U}_m$ - valoarea maximă a tensiunii de fază), dioda D_{S5} se deschide şi curentul în faza T creşte de la 0 la I_e, în timp ce curentul în faza S va scădea la 0.

Comutaţia curentului de la o fază la alta are un caracter oscilant, determinat de inductivitatea L_s a sarcinii şi de capacitatea condensatorului de stingere. Considerând condensatoarele de stingere de capacitate egală cu C, pulsaţia cu care se face comutaţia curentului este:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3L_sC}} \tag{9.139}$$

După terminarea comutaţiei curentul de sarcină se va închide pe traseul: borna "+", T_5, D_{S5}, fază T, fază R, D_{S4}, T_4, borna "-".

Curenţii de fază la ieşire i_R, i_S şi i_T sunt alternativi dreptunghiulari.

Atât tiristoarele, cât şi diodele de separare sunt solicitate în tensiune la tensiunea maximă de încărcare a condensatorului de stingere, care se calculează cu relaţia:

$$U_{c\max} = \hat{U}_m \sin\varphi + I_e\sqrt{\frac{4L_s}{3C}} \tag{9.140}$$

unde: $\hat{U}_m$ este valoarea maximă a tensiunii de fază a sarcinii;

φ este defazajul fundamentalei curentului de fază, faţă de tensiunea de fază.

Valoarea timpului cât tiristorul are aplicată tensiune inversă este:

$$t_b = \frac{3}{2}\frac{C}{I_e}\cdot U_m \sin\varphi + \sqrt{3L_s C} \tag{9.141}$$

și trebuie să fie superioară timpului t_q de dezamorsare a tiristorului.

Capacitatea condensatorului de comutație se poate determina cu relația:

$$C = \frac{4\alpha_2'}{3\pi^2\omega^2 L_s} \tag{9.142}$$

cu: $\alpha_2' = \frac{\pi}{2}\omega\sqrt{3L_s C}$;

$\omega = 2\pi f$, f - frecvența curentului de fază.

9.5 Considerații asupra dispozitivelor semiconductoare ale invertorului, alimentării și sarcinii lui

9.5.1 Dispozitivele semiconductoare ale invertorului

În paragrafele precedente s-au studiat invertoarele de tensiune și cele de curent funcționând cu sarcină inductivă și capacitivă,pentru a vedea care sunt cerințele ce se impun comutatoarelor, respectiv întreruptoarelor, care alcătuiesc partea de forță.

Se poate remarca dualitatea între invertorul de tensiune funcționând cu sarcină inductivă și cel de curent funcționând cu sarcină capacitivă, respectiv între invertorul de tensiune funcționând cu sarcină capacitivă și cel de curent funcționând cu sarcină inductivă.

Dualitatea se aplică atât mărimilor de intrare cât și celor de ieșire:

$U_e \to I_e$ $i_e \to u_e$; $u_S \to i_S$; $i_S \to u_S$; defazaj capacitiv - defazaj inductiv,

cât și întreruptoarelor:

amorsare $\longrightarrow$ blocare; blocare $\longrightarrow$ amorsare.

S-a studiat numai cazul de comandă cel mai simplu și anume acel cu undă plină, pentru că el permite să definim și solicitările comutatoarelor care vor apărea în cazul comenzii cu modulare în durată a impulsurilor de comandă MID (PWM).

Așa cum se va vedea în paragrafele următoare, în cazul comenzii MID (PWM):

- a unui invertor de tensiune, curentul i_S va avea atât valori pozitive,cât și valori negative în timpul comutațiilor întreruptoarelor din același braț al punții, întreruptoare ce funcționează în contratimp.
- a unui invertor de curent, tensiunea u_S va avea atât valori pozitive,cât și valori negative în timpul comutațiilor întreruptoarelor din aceeași parte a punții.

Prin urmare, în cazul comenzii MID, în momentul comutațiilor, receptorul poate apărea atât inductiv,cât și capacitiv și întreruptoarele trebuie alese astfel încât să satisfacă aceste exigențe.

Din studiul făcut invertoarelor trifazate comandate cu undă plină, se vede că solicitările impuse întreruptoarelor sunt similare cu cele din cadrul invertoarelor monofazate.

Examinând fig. 9.15, respectiv 9.54, deducem caracteristica statică necesară pentru un întreruptor, încât invertorul să poată funcționa cu o sarcină oarecare. Aceasta caracteristică statică este prezentată în fig. 9.65,a pentru un întreruptor din cadrul invertorului de tensiune și în fig. 9.65,b pentru un întreruptor din cadrul invertorului de curent.

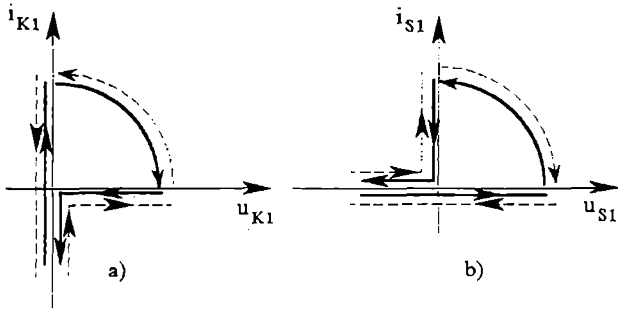


Fig.9.65 Caracteristica necesară pentru întreruptor din cadrul:
a) unui invertor de tensiune; b) unui invertor de curent
funcționând cu sarcină oarecare.

Conform caracteristicilor din fig. 9.65,a, comutatorul K_i din cadrul invertorului de tensiune trebuie să fie bidirecțional în curent și unidirecțional în tensiune, comandabil la închidere și la deschidere.

El conține o diodă D_i și un întreruptor S_i comandabil la închidere și la deschidere.

Acest întreruptor poate fi (vezi fig. 9.66): un tranzistor (bipolar, Darlington, MOS sau IGBT); un tiristor GTO sau un tiristor convențional prevăzut cu circuit auxiliar de stingere (CAS), pentru că stingerea lui va fi forțată.

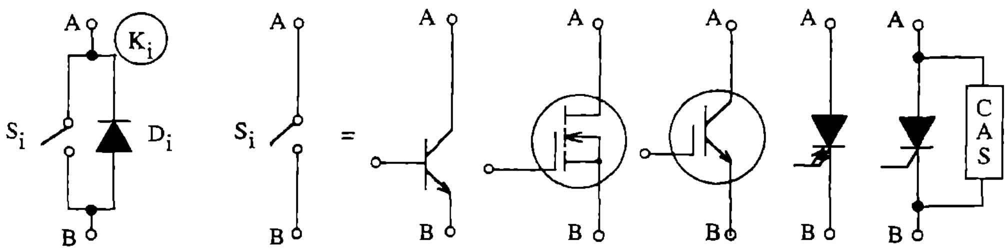


Fig. 9.66 Întreruptorul din cadrul unui invertor de tensiune funcționând cu o sarcină oarecare.

Caracteristica din fig. 9.65,b indică faptul că întreruptorul S_i din cadrul invertorului de curent trebuie să fie bidirecțional în tensiune și unidirecțional în curent, comandabil la închidere și la deschidere. Întreruptorul S_i (vezi fig. 9.67) poate fi: un tiristor normal prevăzut cu circuit auxiliar de stingere (CAS), un tiristor GTO sau un tranzistor (bipolar, Darlington, MOS sau IGBT) cu o diodă în serie pentru a da întreruptorului capacitatea de a bloca tensiuni inverse.

Componenta semiconductoare care se alege este în funcție de valorile curentului, tensiunii și frecvenței la care trebuie să lucreze în cadrul invertorului. Fig. 9.68 prezintă locul principalelor componente semiconductoare de putere și poate fi utilizată pentru alegere.

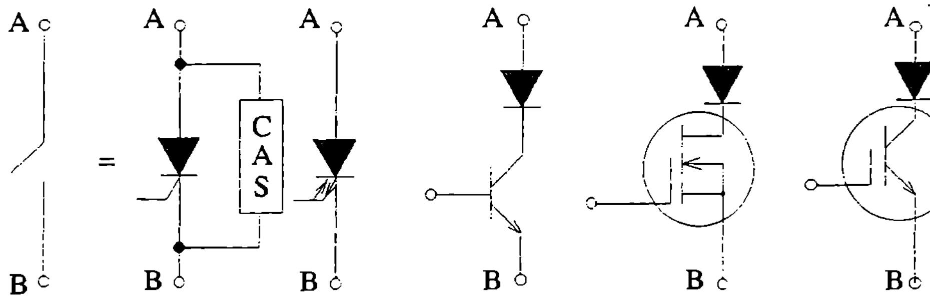


Fig. 9.67 Întreruptorul din cadrul unui invertor de curent funcționând cu o sarcină oarecare.

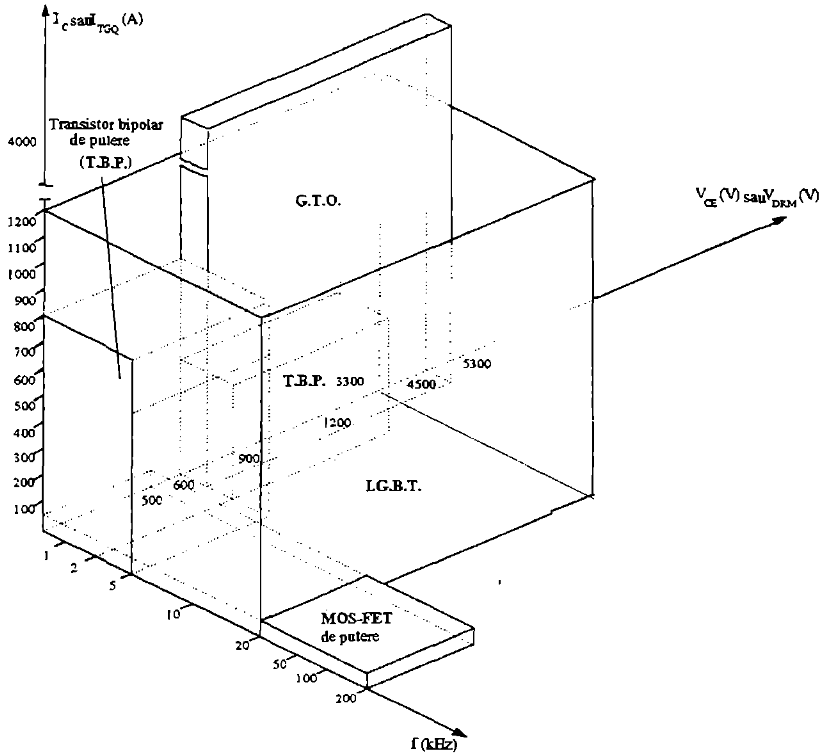


Fig. 9.68 Locul principalelor componente semiconductoare de putere.

9.5.2 Alimentarea și reversibilitatea invertorului monofazat

Invertoarele cu structură simetrică studiate au mărimile de ieșire (tensiuni și curenți) alternative și, prin urmare, receptorul trebuie să fie reversibil în tensiune și în curent.

Examinând curenții de intrare i_e, în cazul invertoarelor monofazate de tensiune (fig. 9.12 și fig. 9.14), respectiv tensiunile la intrare u_e, în cazul invertoarelor monofazate de curent (fig. 9.52 și fig. 9.53), rezultă că:

- o sursă de tensiune continuă care alimentează un invertor de tensiune trebuie să fie reversibilă în curent și
- o sursă de curent continuu care alimentează un invertor de curent tebuie să fie reversibilă în tensiune pentru a asigura pentru invertor funcționarea, respectiv reversibilitatea funcțională.

Problema reversibilității funcționale apare numai dacă pe partea de curent alternativ, în loc de un receptor ($P_S > 0$), apare un generator ($P_S < 0$), unde:

$$P_S = \frac{1}{T}\int_0^T u_S i_S \mathrm{d}t \qquad (9.143)$$

Studiul făcut asupra funcționării invertoarelor arată că, dacă se utilizează componente semiconductoare cu deschidere și închidere comandată, invertoarele pot funcționa pentru orice unghi φ existent între curentul i_S sau fundamentala lui și tensiunea u_S sau fundamentala ei.

Să vedem ce calități au principalele alimentări utilizate pentru invertoare:

- bateria de acumulatoare;
- redresorul alimentat de la rețeaua de curent alternativ.

9.5.2.1 Alimentarea de la o baterie de acumultoare

Bateria de acumulatoare este o sursă de tensiune continuă reversibilă în curent, deci ea este potrivită pentru alimentarea invertoarelor de tensiune.

La funcționarea normală ca invertor, valoarea medie a curentului de intrare $\bar{I}_e > 0$ și bateria se descarcă. În regim de recuperare $\bar{I}_e < 0$ și bateria se încarcă. Se obișnuiește conectarea în paralel cu bateria a unui condensator (având o inductivitate parazită foarte scăzută).

Se poate utiliza chiar un filtru de intrare (fig. 9.69) pentru a reduce ondulațiile curentului dat sau primit de baterie.

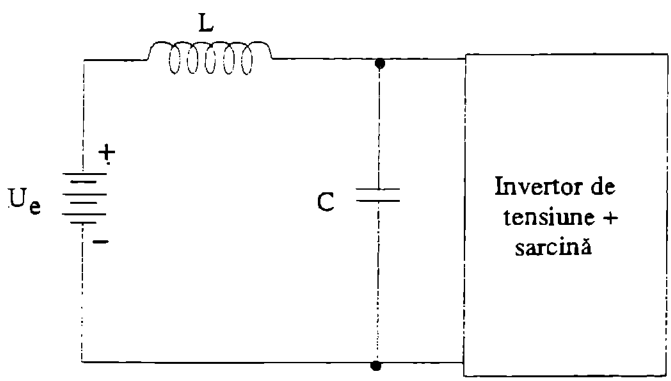


Fig. 9.69 Utilizarea unui filtru de intrare la alimentarea invertorului de tensiune reversibil.

Dacă dorim alimentarea unui invertor de curent de la o baterie de acumultoare, atunci este necesară montarea în serie a unei bobine cu o inductivitate L ridicată (fig. 9.70). Inductivitatea L, prin căderea de tensiune $L\frac{di_e}{dt}$ poate absorbi diferența dintre U_e și u_e, dar produsul $U_e i_e$ este totdeauna pozitiv, deci invertorul nu va putea funcționa reversibil.

Pentru ca invertorul de curent alimentat de la o baterie de acumulatoare să aibă reversibilitate funcțională, este necesar să se intercaleze un inversor (T_1, D_1; T_2, D_2) de curent între baterie și invertor, așa cum se arată în fig. 9.71.

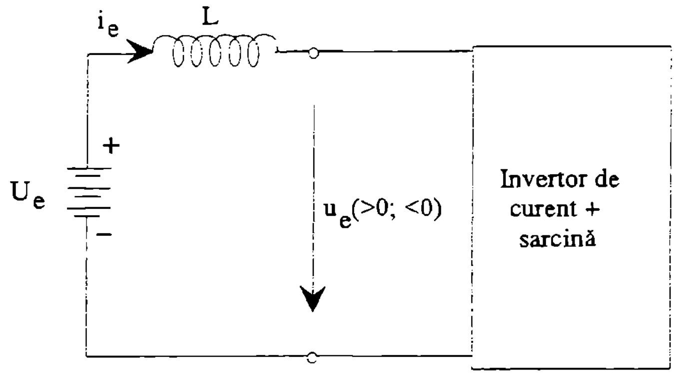


Fig. 9.70 Alimentarea invertorului de curent nereversibil.

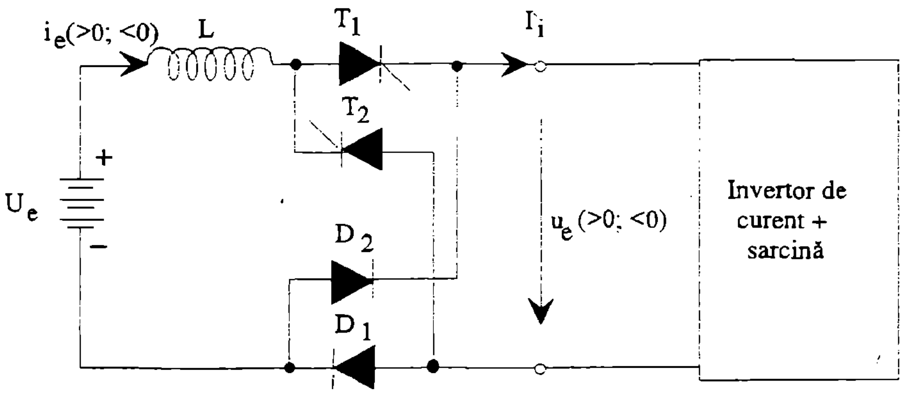


Fig. 9.71 Alimentarea invertorului de curent reversibil de la baterie de acumulatoare.

Pentru $P_S > 0$ sunt în conducție T_1 și D_1 ($i_e = I_e$; $i_e > 0$), iar pentru $P_S < 0$, T_2 și D_2 ($i_e = -I_e$; $i_e < 0$).

9.5.2.2 Alimentarea de la un redresor conectat la rețeaua de curent alternativ

Pentru ca redresorul să constitue o alimentare de calitate, el trebuie să funcționeze în regim de conducție continuă. De aceea, la ieșire, când alimentează un invertor, i se conectează o bobină de inductivitate L pentru reducerea ondulațiilor curentului redresat i_d.

Ansamblul redresor comandat + bobină (fig. 9.72) reprezintă o sursă de curent continuu reversibilă în tensiune, prin urmare poate constitui alimentarea unui invertor de curent căruia îi asigură reversibilitatea funcțională.

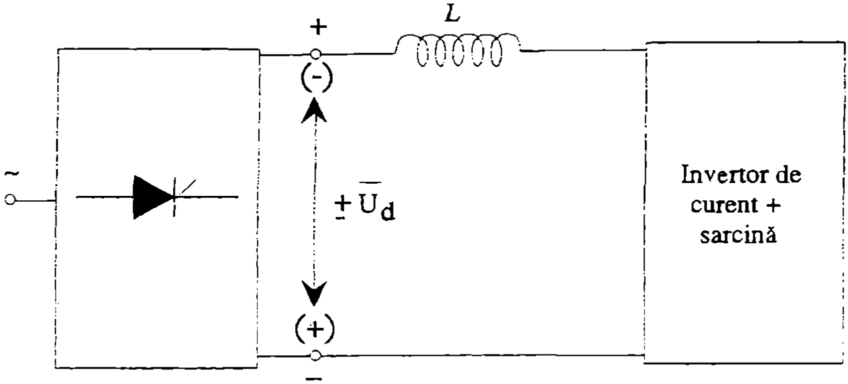


Fig. 9.72 Alimentarea invertorului de curent reversibil de la un redresor comandat.

Pentru $P_S > 0$, unghiul de comandă al tiristoarelor redresorului este $\alpha < 90^\circ$ și $\overline{U}_d > 0$, în timp ce pentru $P_S < 0$, $\alpha > 90^\circ$ și $\overline{U}_d < 0$. Dacă se alimentează un invertor de tensiune de la ansamblul redresor + bobină, este necesară și montarea unui condensator C în paralel la intrarea invertorului (fig. 9.73) care să absoarbă diferența dintre curentul totdeauna pozitiv $i_d > 0$, furnizat de redresor și curentul i_e care ia valori, atât pozitive, cât și negative. Valoarea medie a lui i_e este aceeași cu a lui i_d, deci este mereu pozitivă. Prin urmare, schema din fig. 9.73 nu asigură reversibilitatea funcțională a invertorului de tensiune.

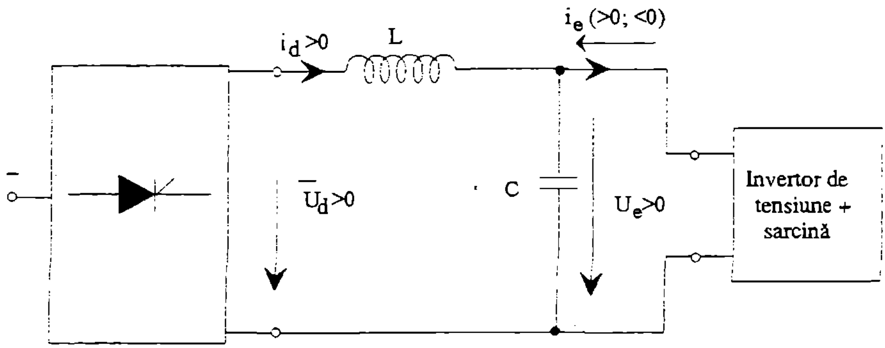


Fig. 9.73 Alimentarea invertorului de tensiune nereversibil de la un redresor comandat sau necomandat.

Dacă se dorește obținerea reversibilității pentru invertorul de tensiune alimentat de la un redresor există mai multe soluții, dintre care cele mai utilizate sunt:

- întrebuințarea și unui al doilea redresor, identic cu primul, montat în antiparalel (fig. 9.74); unul dintre redresoare va furniza curentul $+i_d$, iar celălalt, curentul $-i_d$.
- întrebuințarea unui inversor plasat între redresor și invertor (fig. 9.75). Pentru $P_S > 0$ sunt comandate să conducă T_{11} și T_{12} ($u_e = \overline{U}_d > 0$), iar pentru $P_S < 0$, T_{21} și T_{22} ($u_e = -\overline{U}_d < 0$).

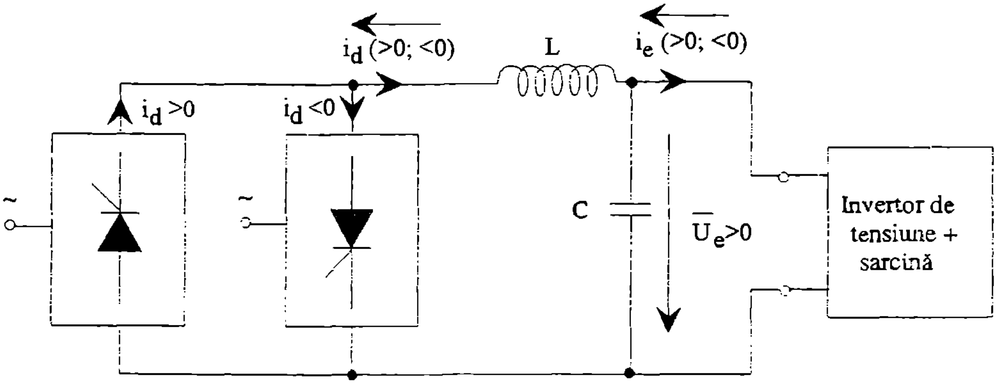


Fig. 9.74 Obținerea reversibilității funcționale a invertorului de tensiune prin alimentarea de la două redresoare montate în antiparalel.

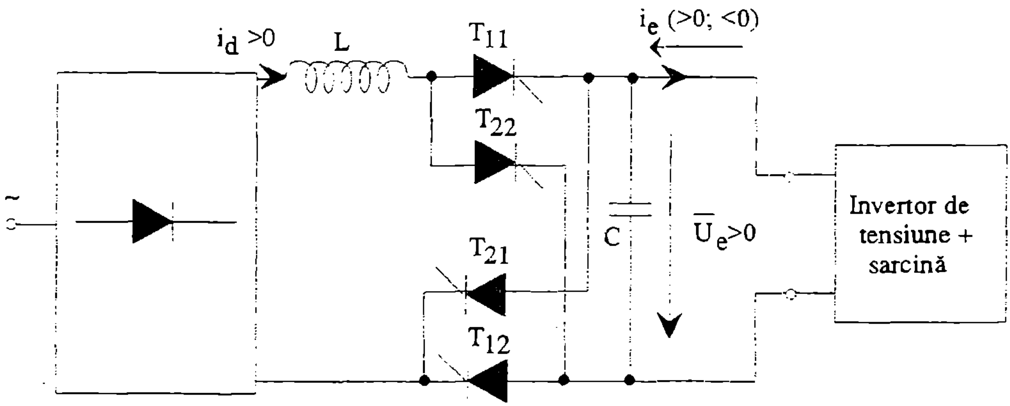


Fig. 9.75 Obținerea reversibilității funcționale a invertorului de tensiune alimentat de la un redresor prin utilzarea unui inversor.

În concluzie, obținerea funcționării reversibile a invertorului monofazat de curent alimentat de la o baterie de acumulatoare sau a invertorului de tensiune alimentat de la un redresor este posibilă, dar este relativ costisitoare.

9.5.3 Sarcina invertorului

Pentru ca invertorul de tensiune să poată debita un curent sinusoidal sau un sistem trifazat de astfel de curenți, ar trebui ca sarcina pe care el o alimentează să prezinte o impedanță infinită la frecvențele corespondente armonicilor prezente în tensiunea sau în tensiunile sale de ieșire, ceea ce în realitate nu se întâmplă.

Pentru a atenua efectele valorii finite a impedanței receptorului se plasează între acesta și invertor de obicei un filtru LC.

Fig. 9.76,a arată montajul filtrului LC pentru un invertor monofazat, iar fig. 9.76,b, pentru unul trifazat.

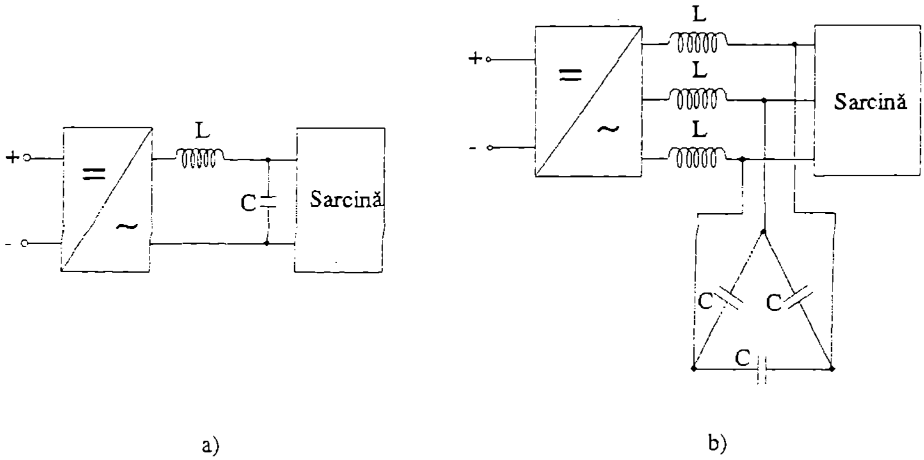


Fig. 9.76 Filtru LC la ieşirea invertorului.

Desigur filtrul LC poate fi înlocuit cu mai multe filtre LC în serie sau prin filtre mai complicate.

Filtrele LC se conectează între invertor şi sarcină, pentru sarcini oarecare, dar care sunt alimentate de la invertor la tensiune şi frecvenţă constantă.

Când frecvenţa de ieşire a invertorului este variabilă între un maxim şi o valoare foarte scăzută cum este în cazul alimentării unui motor asincron, căruia i se reglează viteza, atunci nu mai este posibil să se filtreze tensiunile de ieşire cu un filtru cu elemente constante ca valoare. Utilizând un filtru LC, când pulsaţia fundamentalei va scădea, pe măsură ce pulsaţia diverselor armonici va deveni egală cu $1/\sqrt{LC}$, acestea în loc să fie atenuate, vor fi amplificate. În această situaţie receptorul se conectează direct la ieşirea invertorului şi invertorul se comandă astfel încât să dea forme de undă de o calitate cât mai bună.

9.6 Invertoare de tensiune comandate pe principiul modulării impulsurilor de comandă în durată (MID, în limba franceză MLI, în limba engleză PWM)

9.6.1 Generalităţi

Cu invertoarele comandate pe principiul modulaţiei impulsurilor în durată (MID) se obţin forme de undă calitativ mai bune, care nu mai trebuie filtrate, sau sunt mult mai uşor de filtrat. Realizarea lor a fost posibilă odată cu dezvoltarea dispozitivelor semiconductoare care permit comutaţia cu frecvenţă ridicată a unor tensiuni şi curenţi de valoare mare.

Modulaţia în lăţime permite variaţia fundamentalei tensiunii la ieşire ca valoare efectivă şi frecvenţă şi translatează spre domeniul frecvenţelor înalte armonicile tensiunii de ieşire, ceea ce explică filtrarea mai uşoară.

În acest tip de invertoare, semnalele de comandă sunt generate prin comparaţia între o undă triunghiulară $u_p(t)$ numită undă purtătoare, de frecvenţă f_p şi amplitudine $\hat{U}_p$ şi o

undă de referință, asemănătoare ca formă cu cea pe care dorim să o obținem la ieșirea invertorului, notată cu u_r, de frecvență f_r și amplitudine $\hat{U}_r$. Comparația celor două unde se face în cadrul unui comparator. Forma undei de referință poate fi oarecare, dar este preferată forma sinusoidală, atunci când dorim să obținem o undă sinusoidală la ieșirea invertorului. Frecvența undei de referință trebuie să fie egală cu cea dorită pentru fundamentala undei de ieșire. Tensiunea de ieșire a comparatorului, prelucrată, este tensiunea de comandă a dispozitivelor semiconductoare ale invertorului. Această tensiune, notată u_c este pozitivă, dacă $u_r > u_p$, sau negativă, dacă $u_r < u_p$. Frecvența f_p dă frecvența de comutație a dispozitivelor semiconductoare.

Strategia MID poate fi:

- **singulară,** când dispozitivele semiconductoare primesc un singur impuls de comandă în timpul fiecărei perioade a tensiunii de ieșire. Durata conducției dispozitivului semiconductor poate fi modificată;
- **multiplă,** când dispozitivele semiconductoare primesc mai multe impulsuri de comandă în timpul fiecărei perioade a tensiunii de ieșire. Aceste impulsuri de comandă pot avea o durată reglabilă și pot fi egale (când tensiunea de referință este de valoare constantă) sau neegale (când unda de referință este alternativă) în timpul fiecărei perioade.

O bună calitate a undei de ieșire a invertorului este obtinută aplicând modulația multiplă, cu undă de referință sinusoidală, numită și modulație sinusoidală.

Strategia MID este caracterizată de doi parametri:

- **indicele de modulație** (sau **modulare**), notat m și definit de:

$$m = \frac{f_p}{f_r} \tag{9.144}$$

- **coeficientul de reglaj în tensiune** (sau **gradul de modulare**), notat r și definit de :

$$r = \frac{\hat{U}_r}{\hat{U}_p} \tag{9.145}$$

Modulația poate fi:

- **sincronă,** când $m \in \mathrm{N}$;
- **asincronă,** când $m \in \mathrm{R}$.

Când modulația este sincronă, fundamentala este periodică, de perioadă $T = 1/f_r$, conținutul de armonici superioare depinzând de valoarea lui m (vezi paragraful 9.4.1). Modulația asincronă intervine când se utilizează f_p = const. și o frecvență f_r variabilă.

Centrarea se spune că este optimală când poziția relativă a undei de referință u_r și a purtătoarei u_p face ca fiecare alternanță a tensiunii u_s să fie simetrică față de mijlocul ei. Variația valorii efective a tensiunii u_s se face prin modificarea lui r, iar variația frecvenței prin modificarea lui m.

9.6.2 Invertorul monofazat în semipunte comandat pe principiul modulației sinusoidale

Schema invertorului monofazat (vezi paragraful 9.2.2) este reluată în fig. 9.77,a, iar în fig. 9.77,b este prezentat principiul modulației sinusoidale.

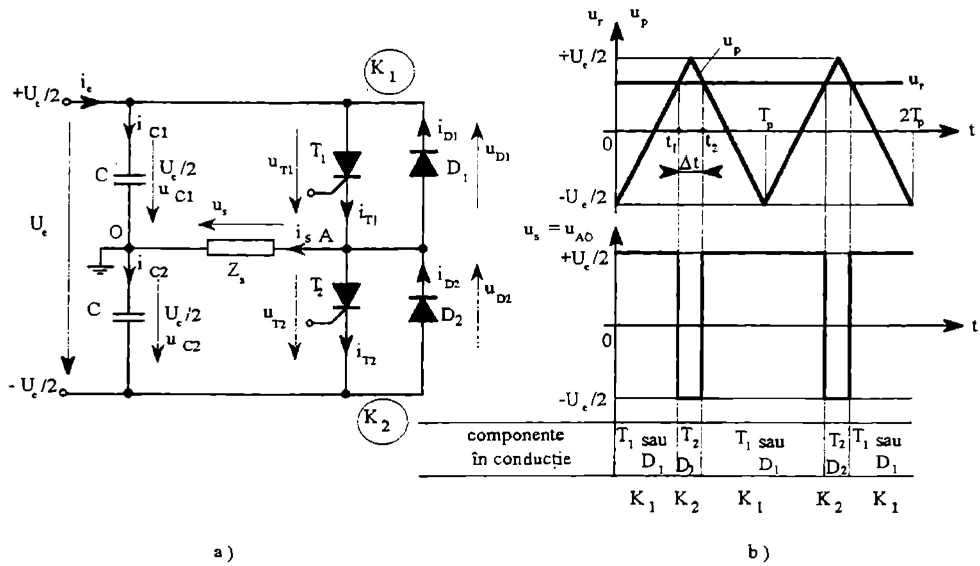


Fig. 9.77 Invertor în semipunte comandat cu M.I.D.: a) schema de principiu; b) forme de undă.

Fie O punctul median al sursei de tensiune continuă U_e. Unda purtătoare va avea amplitudinea $\hat{U}_p = U_e/2$. Se consideră cazul cel mai siplu al unei unde de referință continuă. Comanda componentelor semiconductoare se decide comparându-se u_p și u_r (fig. 9.77), astfel:

– când $u_r > u_p$, comutatorul K_1 conduce și:

$$u_s = u_{AO} = U_e/2 \tag{9.146.a}$$

– când $u_r < u_p$, comutatorul K_2 conduce și:

$$u_s = u_{AO} = -U_e/2 \tag{9.146.b}$$

Se observă că cele două întreruptoare nu sunt niciodată în conducție simultan și că tensiunea de sarcină variază între $U_e/2$ și $U_e/2$.

Valoarea medie a tensiunii de sarcină (de ieșire) este egală cu:

$$\overline{U_s} = \left[\frac{U_e}{2}\left(T_p - \Delta t\right) - \frac{U_e}{2}\Delta t\right]\frac{1}{T_p} \tag{9.147}$$

cu: $T_p = 1/f_p$.

Pentru a determina Δt, trebuie mai întâi să se calculeze t_1 și t_2, momentele în care u_p intersectează u_r:

– pentru $t \in (0, T_p/2)$, $u_p = -\frac{U_e}{2} + U_e\frac{t}{T_p}$ și $u_p = u_r$ la momentul:

$$t_1 = \left(u_r + \frac{U_e}{2}\right)\frac{T_p}{2U_e} \tag{9.148}$$

– pentru $t \in (T_p/2, T_p)$, $u_p = \frac{3U_e}{2} - 2U_e \frac{t}{T_p}$ și $u_p = u_r$ la momentul:

$$t_2 = \left(\frac{3U_e}{2} - u_r\right)\frac{T_p}{2U_e} \tag{9.149}$$

Din ecuațiile (9.147), (9.148) și (9.149) rezultă:

$$\Delta t = (U_e - 2u_r)\frac{T_p}{2U_e}, \text{ deci:}$$

$$\overline{U}_s = \frac{U_e}{2T_p}\left(T_p - 2\Delta t\right) = \frac{U_e}{2T_p}\left[T_p - (U_e - 2u_r)\frac{T_p}{U_e}\right]$$

și, în final:

$$\overline{U}_s = u_r,$$

sau:

$$\overline{U}_s = \overline{U}_r = r\frac{U_e}{2} \tag{9.150}$$

Dacă între frecvențele celor două unde, relația $f_r << f_p$ este verificată, se poate considera (vezi fig. 9.78) $u_r = \text{const.}$, într-un interval de timp scurt. Relația (9.150) rămâne deci valabilă.

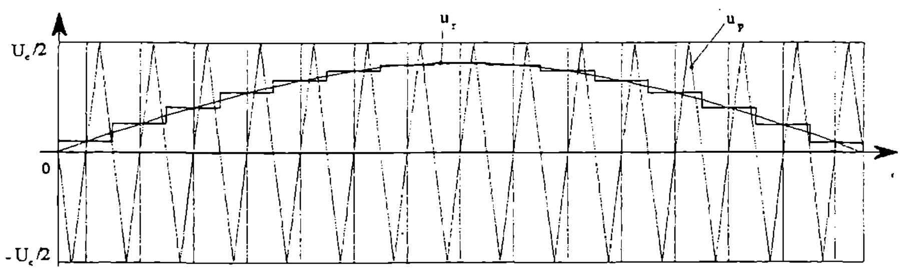


Fig. 9.78 Aproximarea undei de referință printr-o tensiune în trepte.

La începutul subcapitolului 9.6 s-a afirmat că unda de ieșire este cel mai aproape de o sinusoidă dacă unda de referință este de asemenea o sinusoidă. Pentru a justifica această afirmație trebuie să se studieze armonicile conținute de unda de ieșire. Se consideră cazul modulației sincrone, cu $m = 2k$ și $m = 2k + 1$. Alegerea valorii indicelui de modulație nu este întâmplătoare. Din analiza armonicilor undei de ieșire vor rezulta regulile ce trebuie respectate pentru a se obține o valoare optimă. Dacă se lucrează în mod sincron, unda de tensiune de ieșire este simetrică dacă se face centrarea modulației în raport cu referința. Centrarea este optimală și tensiunea u_s este simetrică în raport cu punctele sale extreme dacă u_p trece printr-un extrem (maxim sau minim) în același timp cu u_r.

9.6.2.1 Armonicile tensiunii de ieșire

Fig. 9.79 și 9.80 prezintă două cazuri posibile de modulație sincronă, pentru $m=6$ și $m=9$, pentru $r=0,8$. Centrarea este optimală pentru cele două cazuri.

De fiecare dată unghiurile de conducție θ_i, pentru fiecare întreruptor, stabilite în conformitate cu regula (9.146) enunțată la începutul paragrafului 9.6.1 sunt funcție doar de m și r.

– pentru ***m=2k,*** unda u_s are fiecare alternanță simetrică în raport cu punctul său de extrem, adică în raport cu abscisele: $\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \ldots$. În acest caz, există *m=2k* unghiuri de determinat: $\theta_1, \theta_2, \ldots \theta_k$ și $\theta_{2k+1}, \theta_{2k+2}, \ldots \theta_{3k}$, deoarece:

$$\theta_{k+1}-\frac{\pi}{2}=\frac{\pi}{2}-\theta_k;\quad \theta_{k+2}-\frac{\pi}{2}=\frac{\pi}{2}-\theta_{k-1};\ldots\theta_{2k}-\frac{\pi}{2}=\frac{\pi}{2}-\theta_1 \tag{9.151.a}$$

$$\begin{aligned}\theta_{3k-1}-\frac{3\pi}{2}=\frac{3\pi}{2}-\theta_{3k};\quad \theta_{3k+2}-\frac{3\pi}{2}=\frac{3\pi}{2}-\theta_{3k-1};\ldots\\ \ldots\theta_{4k}-\frac{3\pi}{2}=\frac{3\pi}{2}-\theta_{2k+1}\end{aligned} \tag{9.151.b}$$

Dacă se ia ca origine a timpului mijlocul alternanței pozitive a lui u_r, dezvoltarea în serie a lui u_s are forma următoare:

$$u_s=\overline{U}_s+\sum_{n=1}^{\infty}B_n\cos(n\omega t') \tag{9.152}$$

cu: $\omega t'=\omega t-\frac{\pi}{2}$ și:

$$B_n=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi}u_s\cos(n\omega t')\mathrm{d}(\omega t') \tag{9.153}$$

Integrala din relația (9.153) se transformă în sumă, cu: $\theta_i'=\theta_{k+i}-\pi/2$, astfel:

– ***m/2=k*=impar:**

$$B_n=\frac{2}{\pi}\frac{U_e}{2}\left[-\int_0^{\theta_1'}\cos(n\omega t')\mathrm{d}(\omega t')+\int_{\theta_1'}^{\theta_2'}\cos(n\omega t')\mathrm{d}(\omega t')-\ldots-\int_{\theta_m'}^{\pi}\cos(n\omega t')\mathrm{d}(\omega t')\right]$$

sau:

$$B_n=\frac{1}{n}\frac{4}{\pi}\frac{U_e}{2}\left(-\sin n\theta_1'+\sin n\theta_2'\ldots+\sin n\theta_m'\right)$$

și:

$$B_n=\frac{1}{n}\frac{4}{\pi}\frac{U_e}{2}\sum_{i=1}^{m}(-1)^i\sin n\theta_i' \tag{9.154}$$

– ***m/2=k*=par:**

$$B_n=\frac{2}{\pi}\frac{U_e}{2}\left[+\int_0^{\theta_1'}\cos(n\omega t')\mathrm{d}(\omega t')-\int_{\theta_1'}^{\theta_2'}\cos(n\omega t')\mathrm{d}(\omega t')+\ldots+\int_{\theta_m'}^{\pi}\cos(n\omega t')\mathrm{d}(\omega t')\right]$$

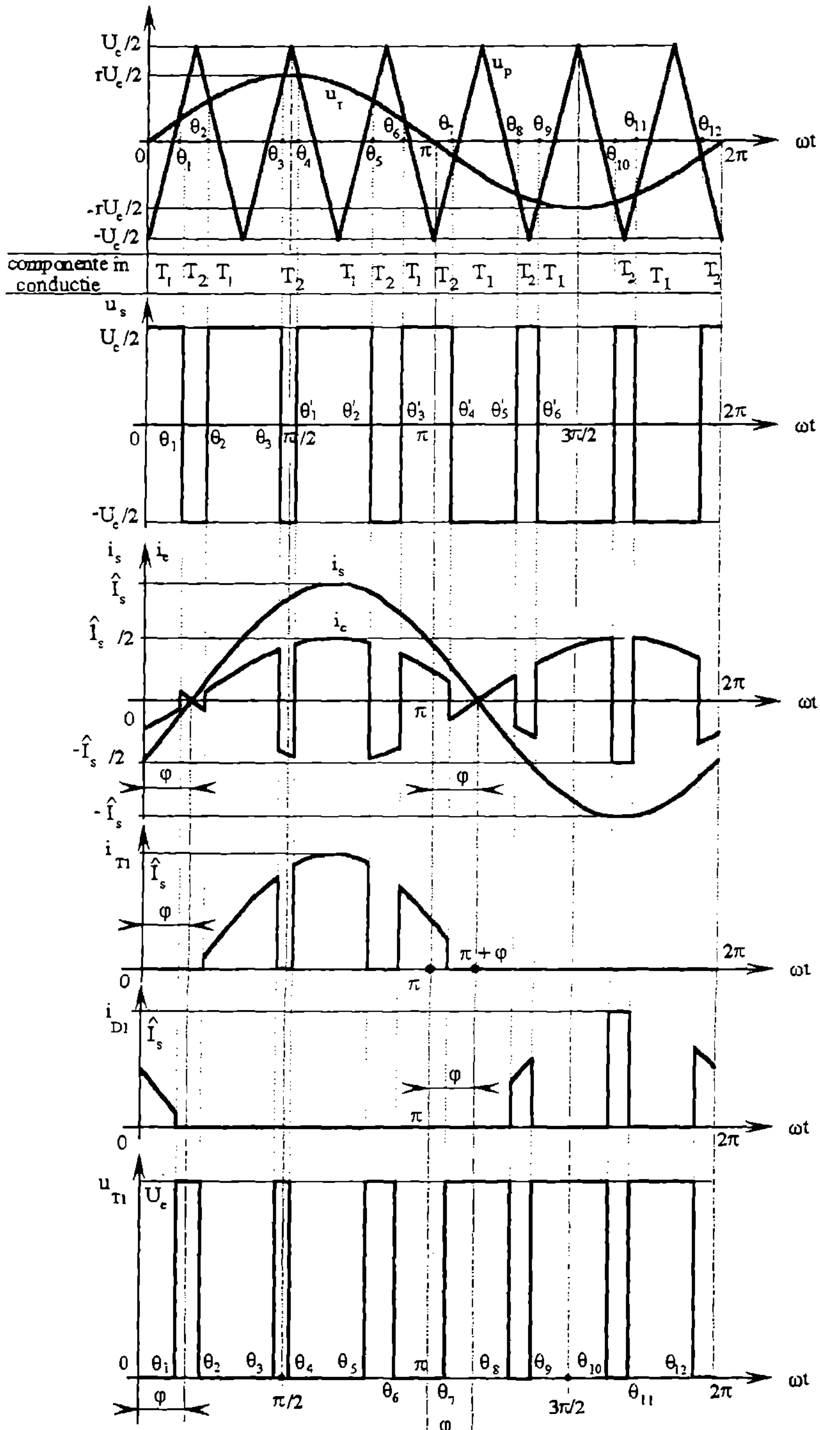


Fig. 9.79 Comanda M.I.D. cu m=6 și r=0,8.

sau:

$$B_n = \frac{1}{n}\frac{4}{\pi}\frac{U_e}{2}(+\sin n\theta'_1 - \sin n\theta'_2 \ldots - \sin n\theta'_m)$$

şi:

$$B_n = \frac{1}{n}\frac{4}{\pi}\frac{U_e}{2}\sum_{i=1}^{m}(-1)^{i+1}\sin n\theta'_i \tag{9.155}$$

Valoarea efectivă a fiecărei armonici este:

$$U_{sn} = \frac{|B_n|}{\sqrt{2}}$$

– pentru ***m=2k+1***, unda u_s are încă un punct de simetrie în fiecare perioadă, cel al mijlocului perioadei, adică punctul de abscisă π. Datorită acestei duble simetrii, nu există decât k unghiuri de determinat: $\theta_1, \theta_2, \ldots \theta_k$, deoarece:

$$\frac{\pi}{2} - \theta_{k-i} = \theta_{k+i+1} - \frac{\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{3k-i-1} = \theta_{3k-i+2} - \frac{3\pi}{2} \tag{9.156.a}$$

cu: $i=0,1,\ldots k-1$

şi:

$$\theta_{2k-1} = \theta_m = \pi; \quad \theta_{4k+2} = \theta_{2m} = 2\pi \tag{9.156.b}$$

Alegând ca origine a timpului trecerea lui u_r prin zero, dezvoltarea în serie a lui u_s nu conţine decât armonici impare:

$$u_s = \sum_{n=1,\Delta n=2}^{\infty} A_n \sin(n\omega t) \tag{9.157}$$

cu A_n calculat pe un sfert de perioadă:

$$A_n = \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} u_s \sin(n\omega t)\mathrm{d}(\omega t) \tag{9.158}$$

Integrala (9.158) se transformă în sumă de integrale şi:

$$A_n = \frac{1}{n}\frac{4}{\pi}\frac{U_e}{2}\left(1 - 2\cos n\theta_1 + 2\cos n\theta_2 \ldots + (-1)^k 2\cos n\theta_k\right),$$

sau:

$$A_n = \frac{1}{n}\frac{4}{\pi}\frac{U_e}{2}\left[1 + 2\sum_{i=1}^{k}(-1)^i \cos n\theta_i\right] \tag{9.159}$$

Valoarea efectivă a fiecărei armonici este:

$$U_{sn} = \frac{|A_n|}{\sqrt{2}}$$

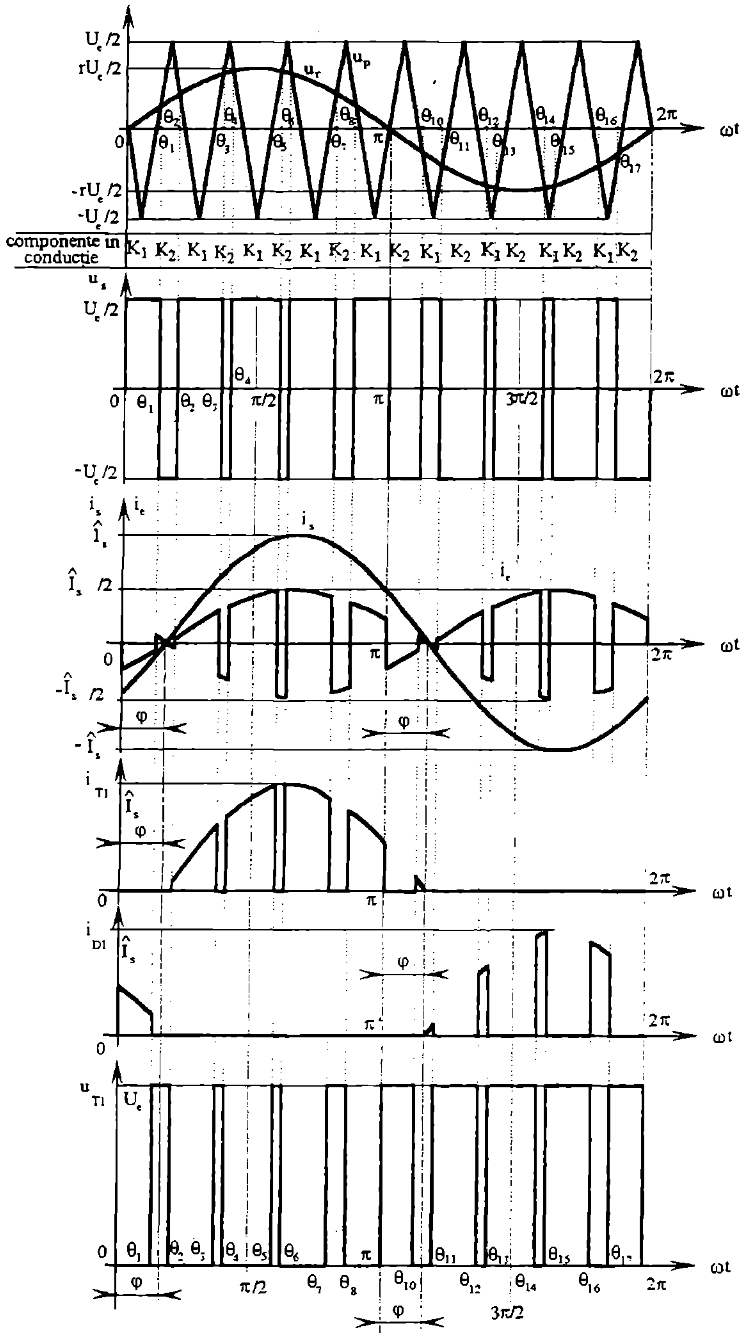


Fig. 9.80 Comanda M.I.D. cu m=9 și r=0,8.

Când $m \geq 6$ avem, cu o aproximare acceptabilă, pentru fundamentala tensiunii de ieșire:

$$u_{s1} = r\frac{U_e}{2}\sin\omega t \qquad \text{și} \qquad \hat{U}_{s1} = r\frac{U_e}{2}, \tag{9.160}$$

relații similarecu relația (9.150).

Curentul de intrare are:

- o componentă continuă corespunzătoare puterii active la ieşirea invertorului;
- un termen cu frecvență $2f_r$ a cărui valoare este proporțională cu fundamentala tensiunii la ieşire u_s;
- termeni de frecvență $4f_r, 6f_r$, etc. (cei mai importanți corespund armonicilor celor mai importante ale tensiunii de ieşire).

9.6.2.2 Alegerea frecvențelor (f_p și f_r) și a parametrilor modulației (*m* și *r*)

Pentru orice valoare a lui $r \in (0,1]$ și pentru $m \geq 6$ armonicile tensiunii de ieşire sunt grupate în familii, centrate pe frecvențele $f_j = jmf_r$, cu $j = 1,2,3,\ldots$ Frecvența diferitelor armonici într-o familie este dată de:

$$f_n = (jm \pm k) f_r = f_j \pm kf_r \qquad (9.161)$$

Amplitudinile armonicilor unei familii, simetrice în raport cu f_j sunt egale.

După analiza facută în paragraful 9.6.1.1, valorile impare ale lui *m* sunt preferate datorită conținutului în armonici mai redus (doar cele de rang impar). În aceste condiții, rezultă din relația (9.161) că:

$$j = \text{par} \Rightarrow k = \text{impar} \qquad \text{și} \qquad j = \text{impar} \Rightarrow k = \text{par}$$

Se utilizează frecvent invertoare cu MID cu $m \geq 9$ (exceptând pentru puteri mari). Amplitudinea armonicilor este practic independentă de *m*, dar *m* definește frecvențele la care apar armonicile. Ca regulă generală, valoarea armonicilor scade când frecvența centrală a familiei crește și, în interiorul aceleiaşi familii, când sunt mai depărtate de valoarea centrală. De obicei, se acordă atenție primelor două familii, celelalte armonici fiind din ce în ce mai scăzute și, deci, mai uşor de filtrat.

Pentru valori mici ale lui *m* (<21) nu se utilizează decât MID sincronă. Pantele lui u_p și u_r trebuie să fie de polaritate opusă în momentul trecerii lor comune prin zero. La valori foarte mici ale lui *m* (<6) semnul pantelor este foarte important. Întotdeauna pentru *m*<6, separarea diverselor familii este mai puțin netă deoarece distanța dintre două f_j consecutive este prea mică.

Pentru valori mari ale lui *m* (>21) nu se utilizează decât MID asincronă, deoarece amplitudinea subarmonicilor care apar este mică. Doar în cazul în care invertorul este destinat să alimenteze un motor, subarmonicile tensiunii de ieşire, la frecvențe foarte joase (chiar zero), determină curenți suficient de importanți pentru a jena funcționarea; MID asincronă trebuie deci evitată în acest caz.

Deoarece este mai uşor să se filtreze armonicile de tensiune când sunt de frecevnțe înalte, suntem tentați să utilizăm tensiuni purtătoare cu frecvența f_p cea mai mare posibilă. Dar f_p determină și frecvența de comutație a componentelor semiconductoare ale invertorului și pierderile în comutație cresc proporțional cu f_p. De aceea, în multe aplicații se lucrează cu: $f_p < 6$ kHz sau $f_p > 20$ kHz.

Dacă frecvența optimă pentru montaj se află în domeniul 6...20kHz, dezavantajele datorate creşterii lui f_p la valoarea de 20 kHz sunt deseori anihilate de avantajul lucrului în

domeniul zgomotelor care nu se aud. De aceea, pentru invertoare utilizate la 50 sau 60Hz (comanda motoarelor de curent alternativ), pentru care frecvența tensiunii de ieșire poate ajunge la valoarea de 200 Hz, se va utiliza m=9 și $f_p = 2$kHz, sau $m \geq 100$ și $f_p = 20$kHz.

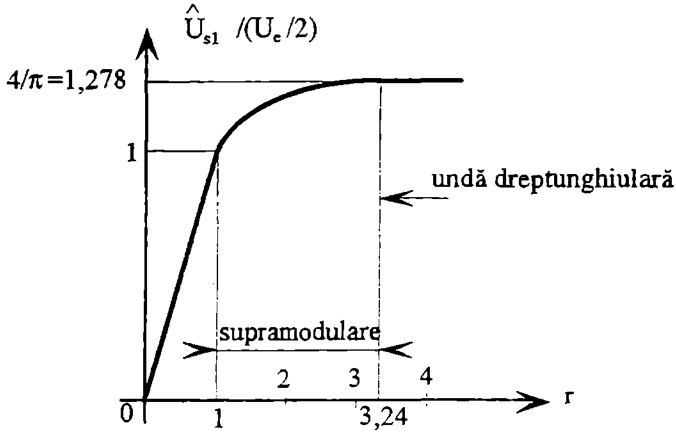


Fig. 9.81 Variația amplitudinii fundamentalei cu coeficientul de reglaj în tensiune a MID.

Tot ceea ce a fost prezentat până aici ramâne valabil pentru $r \leq 1$, ceea ce corespunde unei MID sinusoidale în domeniul liniar. Amplitudinea fundamentalei are o variație liniară cu r, ca în ecuația (9.160).

Armonicile superioare sunt de frecvențe destul de mari și de amplitudini suficient de mici pentru a putea fi filtrate ușor. În ciuda acestor avantaje, această strategie MID nu este utilă când este nevoie de o tensiune de valoare ridicată. O "supramodulare" cu $r > 1$ conduce la o tensiune de ieșire cu număr mult mai mare de armonici. Cu $r > 1$ se utilizează întotdeauna $m < 21$ și modulația sincronă. Amplitudinea fundamentalei tensiunii de ieșire este cuprinsă, pentru $r > 1$, între: $\frac{U_e}{2} < \hat{U}_{s1} < \frac{4}{\pi}\frac{U_e}{2}$. Pentru m=15 variația lui $\hat{U}_s$ în valoare raportată la $\frac{U_e}{2}$, ca functie de r, este prezentată în fig. 9.81.

9.6.3 Invertorul în punte monofazată, comandat pe principiul modulației sinusoidale

Pentru sarcinile monofazate este preferată o schemă în punte completă (fig. 9.11) deoarece filtrarea este mai ușoară, datorită unei aproximații mai bune a sinusoidei printr-o variație de o singură polaritate în timpul fiecărei perioade, între $+U_e$ (sau $-U_e$) și zero.

Pentru generarea semnalelor de comandă MID se compară analog o undă de referință (de obicei sinusoidală) u_r cu o undă purtătoare u_p. Dar acum, unda u_p tot triunghiulară are două componente (fig. 9.82): o componentă u_{p+} triunghiulară variabilă între 0 și $+U_e$ și o componentă u_{p-} triunghiulară variabilă între 0 și $-U_e$:

$$u_p = \begin{cases} u_{p+} & \text{când} \quad u_r > 0 \\ u_{p-} & \text{când} \quad u_r < 0 \end{cases}$$

Cu o astfel de undă purtătoare, unda la ieşirea invertorului are, în decursul alternanţelor pozitive, variaţii între 0 şi $+U_e$, cu porţiuni de valoare nulă şi, în decursul alternanţelor negative, variaţii între 0 şi $-U_e$, de asemenea cu intervale cu u_s nulă.

Funcţionarea presupune următoarele etape (vezi fig. 9.11):

- **pentru alternanţa pozitivă:** K_4 **închis permanent, comutator fără comutaţii;** K_1 **şi** K_2 **comutatoare de chopare;**

  Potenţialul bornei N va fi mereu egal cu V_B, datorită lui K_4.

  Potenţialul bornei M va fi: V_A, când K_1 va fi închis şi atunci: $u_s = V_A - V_B = +U_e$;
  V_B, când K_2 va fi închis şi atunci: $u_s = V_B - V_B = 0$

- **pentru alternanţa negativă:** K_3 **închis în permanenţă, comutator fără comutaţii;** K_1 **şi** K_2 **comutatoare de choppare;**

  Potenţialul bornei N va fi mereu egal cu V_A datorită lui K_3.

  Potenţialul bornei M va fi: V_A, când K_1 va fi închis şi atunci: $u_s = V_A - V_A = 0$
  V_B, când K_2 va fi închis şi atunci: $u_s = V_B - V_A = -U_e$.

Comutatoarele sunt mereu comandate de un semnal rezultat din comparaţia între u_r şi u_p, aşa cum arată relaţia (9.146).

- când $u_r > u_p$ comutatorul K_1 conduce (dispozitiv comandat sau diodă);
- când $u_r < u_p$ comutatorul K_2 conduce (dispozitiv comandat sau diodă).

Formele de undă şi perioadele de conducţie ale fiecărui dispozitiv semiconductor se deduc uşor din formele de undă din fig. 9.82, ţinând cont de sensul curentului şi al tensiunii pentru fiecare comutator şi prin sarcină.

În afara de coeficientul de reglaj în tensiune r şi indicele de modulaţie m, mai putem utiliza pentru caracterizarea modulatiei numărul de impulsuri p.

El reprezintă numărul de impulsuri de amplitudine $+U_e$ sau $-U_e$ pentru fiecare semiperioadă. Pentru a se obţine o tensiune de ieşire cu semialternanţe identice, exceptând semnul indicele de modulaţie trebuie sa fie un număr par, bineînţeles pentru o modulaţie sincronă. În acest caz vom avea pentru p:

$$p = \frac{m}{2} - 1 \tag{9.162}$$

Analiza formei de undă a tensiunii de ieşire se face la fel ca cea din paragraful 9.6.1.1. Datorită simetriei nu există decât p unghiuri de determinat.

Dezvoltarea în serie a tensiunii de ieşire nu conţine, în afară de fundamentală, decât armonici impare. Având ca origine a timpului trecerea prin zero a lui u_r, dezvoltarea în serie a lui u_s este:

$$u_s = \sum_{n=1,\Delta n=2}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) \tag{9.163}$$

cu: A_n calculat pe un sfert de perioadă:

$$A_n = \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} u_s \sin(n\omega t)\mathrm{d}(\omega t).$$

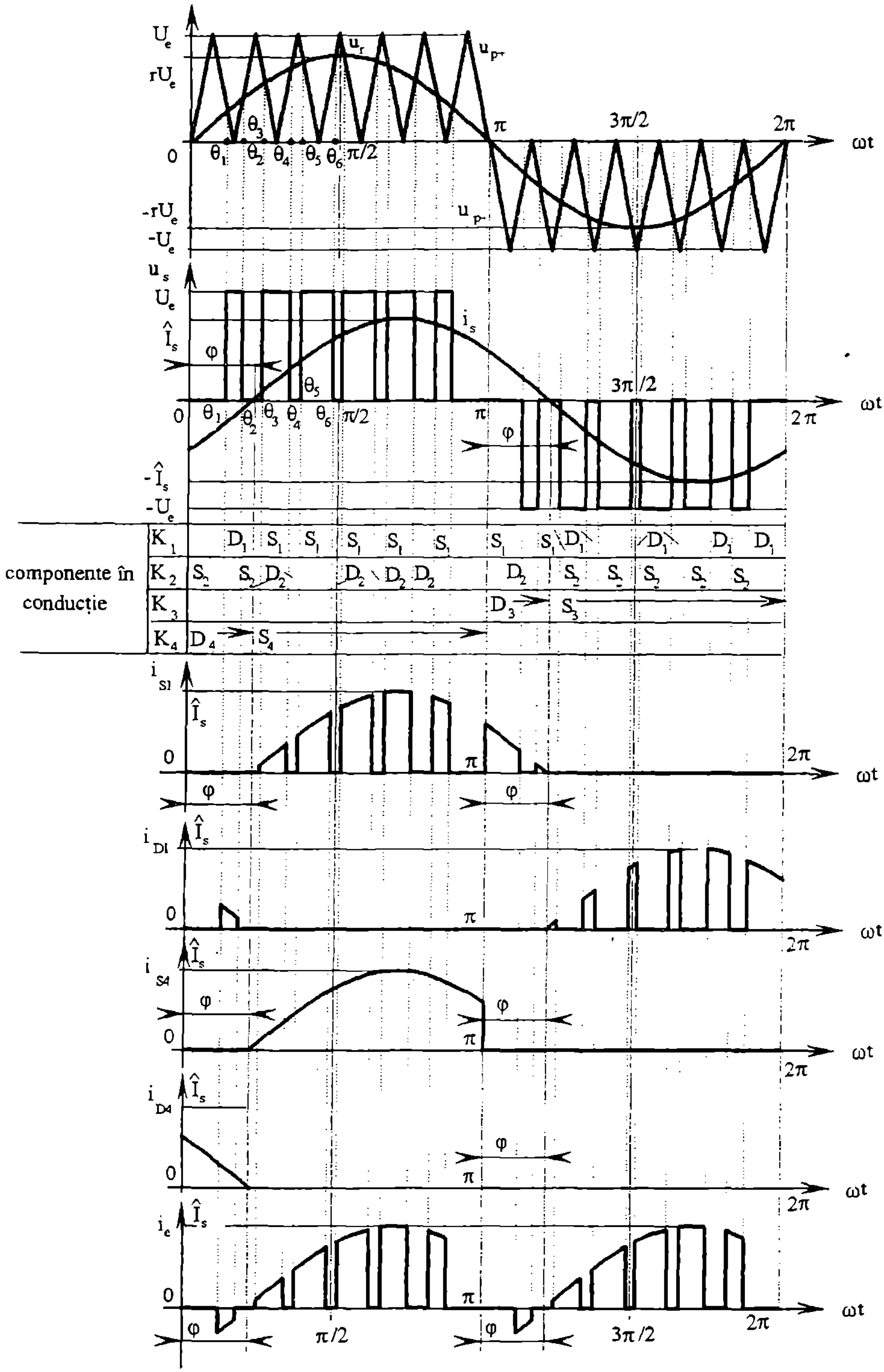


Fig. 9.82 Modulația în durată a impulsurilor de comandă pentru o punte monofazată.

Integrala se transformă în sumă de integrale şi:

$$A_n = \frac{1}{n}\frac{4}{\pi}U_e\left(\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2 ... + (-1)^{p+1}\cos n\theta_p\right) \tag{9.164}$$

Valoarea efectivă a fiecărei armonici este:

$$U_{sn} = \frac{|A_n|}{\sqrt{2}}$$

Armonicile prezente în tensiunea de ieşire se grupează îndată ce m este suficient de mare în familii:

- o familie centrată pe frecvenţa mf_r care conţine perechile: $(m-1)f_r$ şi $(m+1)f_r$; $(m-3)f_r$ şi $(m+3)f_r$.
- o familie centrată pe frecvenţa $2mf_r$, care conţine perechile: $(2m-1)f_r$ şi $(2m+1)f_r$; $(2m-3)f_r$ şi $(2m+3)f_r$;
- o familie centrată pe $3mf_r$, etc.

Se observa că tensiunea de ieşire u_s are un conţinut armonic mult mai redus decât cea a invertorului în semipunte comandat pe principiul modulaţiei sinusoidale.

Îndată ce p este mai mare sau egal cu 4 se poate considera ca valoarea efectivă a fundamentalei este egală cu:

$$U_{s1} = \frac{1}{\sqrt{2}} r \cdot U_e \tag{9.166}$$

Curentul i_e absorbit de la sursă are ca frecvenţă fundamentală $2f_r$. Valoarea lui medie este:

$$\bar{I}_e = \frac{U_{S1}}{U_e} I_S \cos\varphi \tag{9.167}$$

unde: I_S este valoarea efectiva a curentului de sarcină;

φ este defazajul acestuia faţă de tensiunea de referinţă u_r (vezi fig. 9.82).

Cel mai important termen al curentului i_e este cel de frecvenţă $2f_r$, care are drept valoare efectivă:

$$I_{e2} = \frac{U_{S1} I_S}{\sqrt{2} U_e} = \frac{1}{2} r \cdot I_S \tag{9.168}$$

El este cel care determină dimensionarea filtrului de intrare.

Celelalte armonici ale curentului de intrare i_e sunt legate de armonicile tensiunii u_S, astfel:

- armonicilor de tensiune de rang $m-3, m-1, m+1, m+3$ le corespund armonicile de curent de rang $m-4, m-2, m, m+2, m+4$;
- armonicilor de tensiune de rang $2m-3, 2m-1, 2m+1, 2m+3$ le corespund armonici de curent de rang $2m-4, 2m-2, 2m, 2m+2, 2m+4$,...

Dacă m este suficient de mare pentru ca două armonici ale perechii situate de o parte şi de alta a valorii centrale a grupării ($m-1$ şi $m+1$, $2m-1$ şi $2m+1$, etc.) să aibă aceeaşi valoare, armonicile de rang m, $2m$, etc. ale curentului i_e dispar.

9.6.4 Invertorul trifazat în punte comandat pe principiul modulației sinusoidale

Schema generală a invertorului trifazat în punte a fost prezentată în fig. 9.29. Pentru diversitate în fig. 9.83 s-a considerat că întreruptoarele S_k sunt tranzistoare.

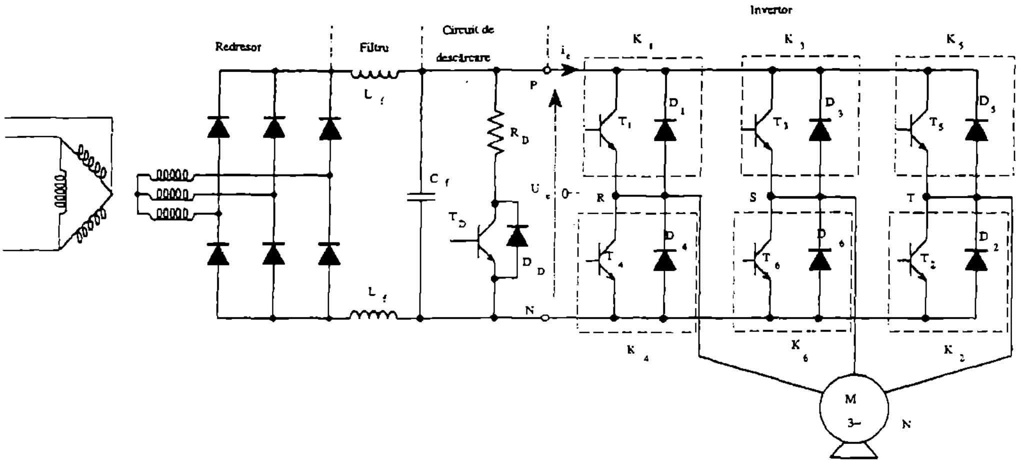


Fig. 9.83 Schema invertorului trifazat cu tranzistoare, comandat MID.

Deoarece reglajul tensiunii de ieșire se face MID, alimentarea invertorului se poate face printr-un redresor necomandat, el însuși fiind în punte (fig. 9.83). În acest mod, factorul de putere al ansamblului este destul de aproape de unitate.

Sarcina este un motor asincron trifazat. Un montaj de descărcare format din tranzistorul T_D, dioda D_D și rezistența R_D este intercalat între redresor si invertor. Tranzistorul de descărcare T_D este comandat când motorul este frânat și funcționează în regim de generator.

Energia debitată pe acest interval de timp, neputând fi transferată spre rețeaua de curent alternativ datorită diodelor redresorului, este acumulată în condensator. Dacă T_D este pus în conducție, el permite descărcarea condensatorului prin rezistența R_D. În acest fel, tensiunea la bornele condensatorului rămâne în limite acceptabile, dar frânarea este fără recuperare.

Succesiunea și durata semnalelor de amorsare sunt stabilite după principiul deja enunțat, ilustrat de regulile (9.146). De această dată însă, unda purtătoare, tot triunghiulară, variabilă între $+U_e/2$ și $-U_e/2$ este comparată cu trei unde de referință care formează un sistem trifazat simetric. Tensiunile pe fiecare fază sunt determinate de diferența de potențial între punctul median al fiecărei semipunți și punctul median al sursei. Această tensiune și curentul prin fiecare fază se determină observând care sunt întreruptoarele în conducție la fiecare moment. Procedeul este similar cu cel utilizat deja la paragraful 9.2.4. Între tensiunile de fază, între faze și tensiunile de pol sunt valabile relațiile cunoscute (9.86), (9.87) și (9.88).

Fig. 9.84 prezintă unda purtătoare triunghiulară u_p și cele trei unde de referință sinusoidale u_{rR}, u_{rS}, u_{rT}, variația potențialelor punctelor R, S și T în raport cu un punct median fictiv O, o tensiune de linie u_{RS} (sau între faze), o tensiune simplă u_{RN} (de fază), curenții de sarcină pe fiecare fază și curentul debitat de sursă.

Diagramele au fost trasate pentru m=6 şi r=0,75.

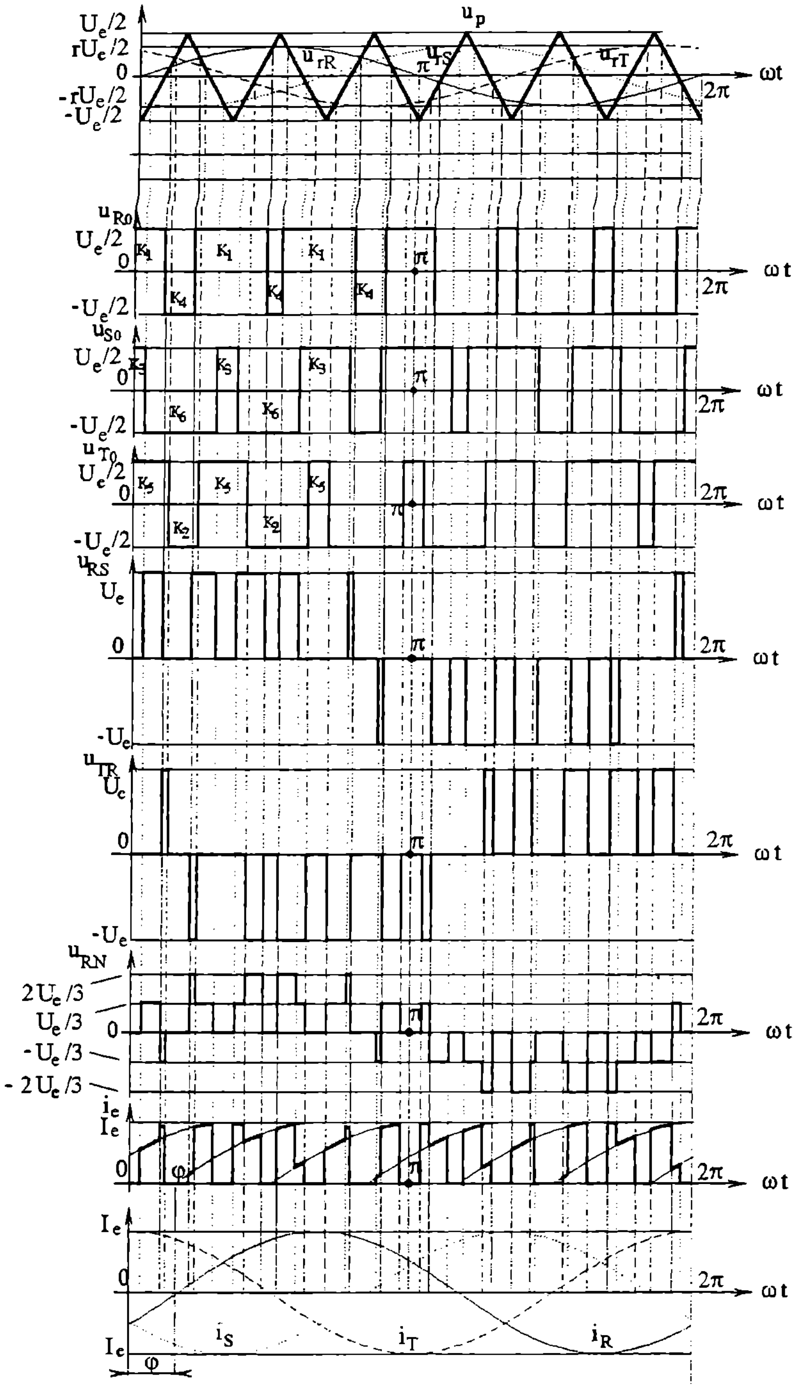


Fig. 9.84 Forme de undă pentru un invertor trifazat cu MLI; modulare sinusoidală.

Dacă undele de referință rămân sinusoidale, invertorul trifazat are aceleași avantaje, deja prezentate pentru invertoarele monofazate. Mai mult, dacă m este multiplu de trei, armonicile de rang 3 sau multiplu de 3 vor fi suprimate în undele tensiunii de ieșire. Singurele armonici importante ale primelor două familii încă prezente sunt cele de rang: $m \pm 2$ și $2m \pm 1$, care nu sunt multiplu de trei.

9.7 Invertoare de curent comandate pe principiul modulației impulsurilor de comandă în durată (MID, MLI, PWM)

Principiul modulării în durată a impulsurilor de comandă este practic utilizat numai pentru comanda invertoareloir trifazate de curent. Schema de forță a invertorului este cea în punte prezentată în fig. 9.55. Metodele de comandă sunt modulația sinusoidală și modulația calculată, care va face obiectul unui paragraf ulterior.

Comanda MID a invertorului de curent permite:

- reglajul amplitudinii fundamentalei curenților la ieșire și a frecvenței acestora;
- ameliorarea conținutului armonic al acestor curenți, deplasând spectrul lor armonic spre frecvențe ridicate.

9.7.1 Invertorul trifazat de curent comandat pe principiul modulației sinusoidale

Dintre întreruptoarele $S_1.S_3$ și S_5 (fig. 9.55) trebuie să fie inchis întotdeauna unul singur și la fel și dintre întreruptoarele S_2, S_4, și S_6. Aceste restricții decurg din faptul că este interzis ca sarcina considerată ca sursă de tensiune sa fie scurtcircuitată, iar alimentarea considerată ca sursă de curent să fie lăsată în gol.

Modulația sinusoidală descrisă este cea propusă de ONISHI și OKITSU.

Se utilizează două unde purtătoare triunghiulare i_{p1}, i_{p2}, unidirecționale, de amplitudine I_e, defazate cu o semiperioadă care se compară cu sistemul trifazat sinusoidal de unde de referință i_{rR}, i_{rS}, i_{rT} (fig. 9.85). Indicele de modulare m trebuie să fie un multiplu impar de 3.

Curenții doriți a fi obținuți la ieșire sunt în fază cu sistemul undelor de referință și se pot scrie:

$$\begin{aligned} i_R &= rI_e \sin \omega t \\ i_S &= rI_e \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_T &= rI_e \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{9.169}$$

cu: r - gradul de modulare, dat de relația:

$$r = \hat{I}_r / \hat{I}_p = \hat{I}_r / I_e,$$

și: $\hat{I}_r$ - valoarea de vârf a undei de referință.

Perioada $T = 360^0$ a undelor de referință este divizată în 6 intervale de comandă, fiecare de 60^0. În timpul fiecărui interval de comandă, întreruptoarele unui grup (P sau NE, fig. 9.55) comută curentul, în timp ce întreruptoarele celuilalt ramân în aceeași stare: două deschise și unul închis.

Pentru două dintre întreruptoarele active ale aceluiași grup, durata impulsului de comandă se stabilește prin comparatia dintre undele de referință sinusoidale și purtătoarele triunghiulare, iar cel de-al treilea trebuie să conducă atunci când celelalte două sunt blocate, astfel încât sursa de curent să nu ramână în gol.

Modul de stabilire a impulsurilor de comandă i_{csk} (k=1...6) pentru cele 6 întreruptoare va fi exemplificat pentru intervalul $\omega t = \left(0, \frac{\pi}{3}\right)$.

S_1 va fi închis pe duratele în care $i_{rR} > i_{p1}$, iar S_5 pe cele pe care $i_{rT} < i_{p2}$. S_3 va fi închis când S_1 și S_5 sunt ambele deschise.

Pe durata $\omega t \in (0, \frac{\pi}{3})$, S_6 este închis în permanență prin el trecând curentul $-i_s$, când S_1 sau S_5 sunt închise; el pune în scurtcircuit sursa de curent când S_3 este închis. S_2 și S_4 sunt deschise.

Tabelul 9.6 sintetizează starea întreruptoarelor S_k pentru o semiperioadă, stare stabilită pe baza regulilor enunțate.

După tabelul 9.6 s-au trasat curenții de comandă i_{CS_k} din fig. 9.85.

Tabelul 9.6 **Starea fiecărui întreruptor al unui invertor de curent în pnnte trifazată comandat MID**

Intervalul	S_1		S_3		S_5		S_4		S_6		S_2	
	sta-rea	cauza	sta-rea	cauza	sta-rea	cauza	sta-rea	cauza	sta-rea	cauza	sta-rea	cauza
$\omega t \in \left(0, \frac{\pi}{3}\right)$	$\hat{I}$ --- O	$i_{rR} > i_{p1}$ --- $i_{rR} < i_{p1}$	O --- $\hat{I}$	$\hat{I}$ $S_1 \& S_3$- O	$\hat{I}$ --- O	$i_{rT} > i_{p2}$ --- $i_{rT} < i_{p2}$	O		$\hat{I}$		O	
$\omega t \in \left(\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right)$	$\hat{I}$		O		O		O --- $\hat{I}$	$\hat{I}$ $S_6 \& S_2$ O	$\hat{I}$ --- O	$-i_{rS} > i_{p1}$ --- $-i_{rS} < i_{p1}$	$\hat{I}$ --- O	$-i_{rT} > i_{p2}$ --- $-i_{rT} < i_{p2}$
$\omega t \in \left(\frac{2\pi}{3}, \pi\right)$	$\hat{I}$ --- O	$i_{rR} > i_{p2}$ --- $i_{rR} < i_{p2}$	$\hat{I}$ --- O	$i_{rS} > i_{p1}$ --- $i_{rS} < i_{p1}$	O --- $\hat{I}$	$\hat{I}$ $S_1 \& S_3$ O	O		O		$\hat{I}$	

În fig. 9.86 sunt date pentru invertorul de curent trifazat comandat pe baza modulației sinusoidale, formele de undă pentru curenții și tensiunile de fază, pentru curentul printr-un întreruptor și tensiunea la bornele lui, ca și tensiunea u_e la bornele sursei.

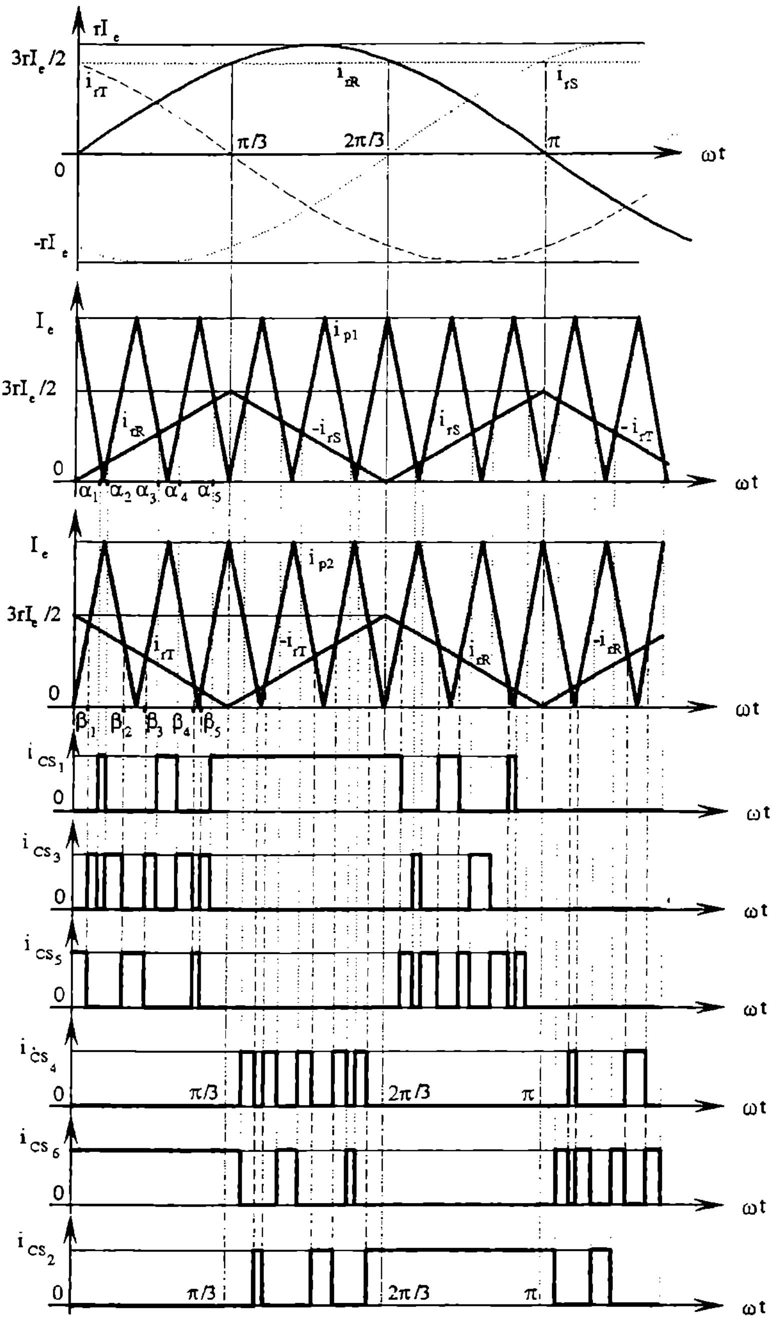


Fig. 9.85 Principiul modulației sinusoidale la invertoarele de curent trifazate.

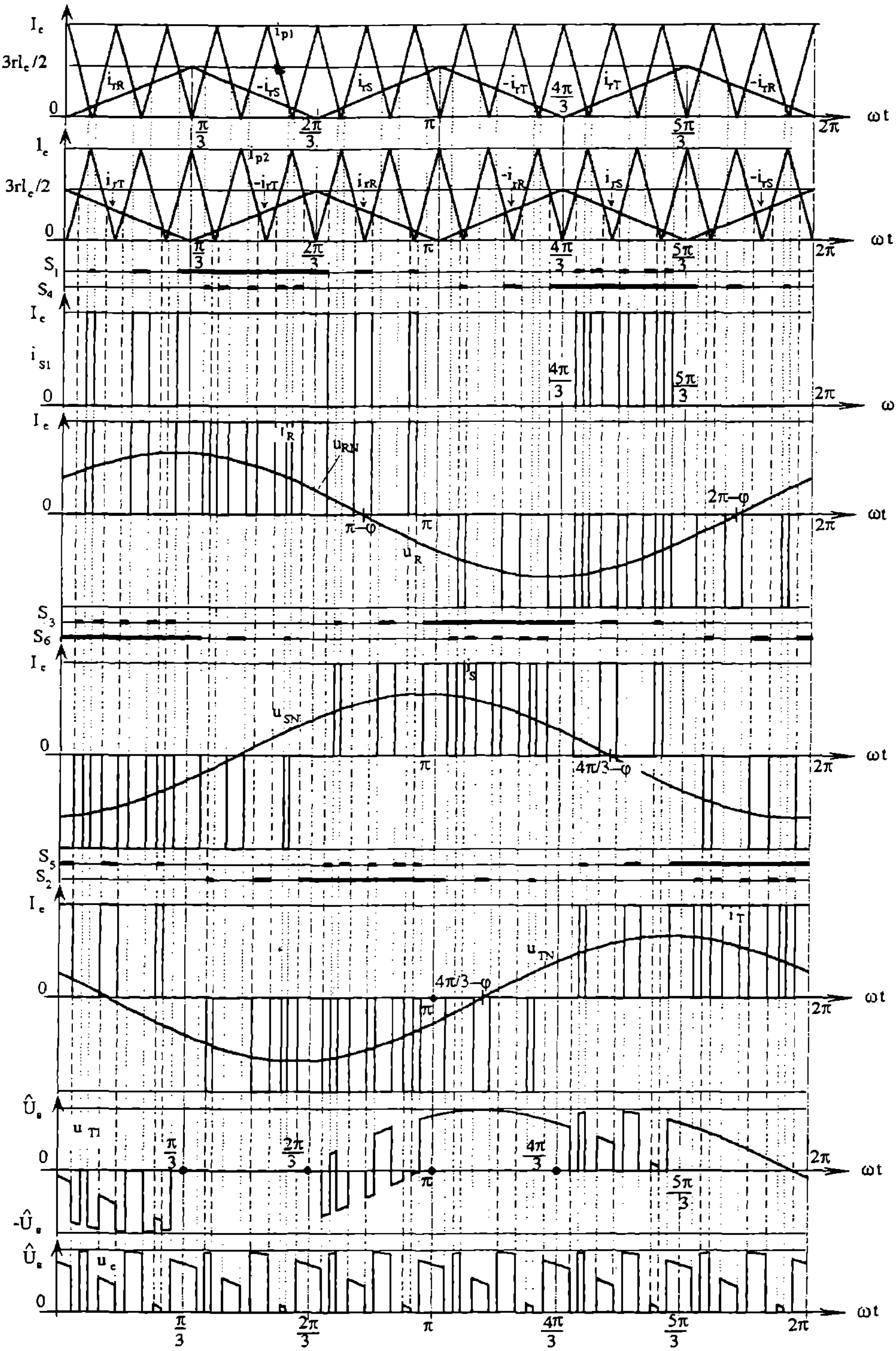


Fig. 9.86 Formele de undă caracteristice obținute prin modulația sinusoidală la invertoarele de curent trifazate.

În fig. 9.86 se observă că sistemul curenților de fază este trifazat echilibrat. Fiecare undă de curent este simetrică în raport cu punctele extreme și alternanțele pozitive și negative sunt identice cu excepția semnului. Pentru caracterizarea curentului de fază (de ieșire), trebuie calculate unghiurile α_j, $j = 1,2,...2k-1$, pe durata cărora curentul are valoarea I_e sau $-I_e$. Valoarea efectivă va fi:

$$I_R = I_S = I_T = I_e\sqrt{\frac{4}{\pi}\left[\frac{\pi}{3} + \sum_{j=1}^{2k-1}(-1)^j\alpha_j\right]} \tag{9.170}$$

iar α_j rezultă ca rădăcini ale ecuațiilor transcendente:

$$r\sin\alpha_j = \frac{m}{\pi}\left[j\frac{\pi}{m} - \alpha_j\right] \quad \text{pentru } j \text{ impar} \tag{9.171.a}$$

$$r\sin\alpha_j = \frac{m}{\pi}\left[\alpha_j - (j-1)\frac{\pi}{m}\right] \quad \text{pentru } j \text{ par} \tag{9.171.b}$$

Valoarea efectivă a fundamentalei acestui curent se calculează cu relația:

$$I_{R_1} = I_{S_1} = I_{T_1} = I_e\frac{2\sqrt{6}}{\pi}\sum_{j=1}^{2k-1}(-1)^{j-1}\cos(\alpha_j + \frac{\pi}{6}) \tag{9.172}$$

iar a armonicii de rang h:

$$I_{R_h} = I_{Sh} = I_{Th} = \left|\frac{I_e}{h}\frac{2\sqrt{6}}{\pi}\sum_{j=1}^{2k-1}(-1)^{j-1}\cos h(\alpha_j + \frac{\pi}{6})\right| \tag{9.173}$$

Ca și la invertorul de tensiune, armonicile se grupează în familii:

- familia centrată pe frecvența mf_r care conține în principal armonicile $m-2$ și $m+2$, $m-4$ și $m+4$;
- familia centrată pe frecvența $2mf_r$ care conține în principal armonicile $2m-1$ și $2m+1$.

Tensiunea de intrare u_e conține în afara unui termen mediu, termeni cu pulsația $6\omega, 12\omega$, ..., a căror valoare este legată de valoarea armonicilor de curent 5 și 7, 11 și 13, ..., a curentilor la iesire.

9.8 Alte metode de modulare a impulsurilor de comandă în durată

9.8.1 Modulația calculată (numerică)

Păstrând principiul de comandă cu modularea în durată a impulsurilor de comandă se pot obține rezultate foarte bune privind calitatea mărimii sau mărimilor de ieșire ale invertorului dacă se calculează durata impulsurilor de comandă, astfel încât anumite armonici să fie eliminate, rezultatul calculelor se memorează și comanda se face prin intermediul unui microprocesor care gestionează aceste date.

9.8.1.1 Comanda prin MID calculată la invertoarele de tensiune

Modulația nu se mai poate caracteriza prin m, ci se indică numărul de decupări "d" practicate în fiecare dreptunghi al unei alternanțe, comparativ cu invertorul comandat clasic cu undă plină și având un dreptunghi pe semiperioada tensiunii u_s de frecvență f_r, pentru care se consideră d=0.

a) **Invertorul monofazat în semipunte** (schema din fig. 9.8)

În fig. 9.87 se prezintă ca exemplu forma tensiunii de ieșire u_s a invertorului pentru d=3, realizată cu ajutorul a 3 unghiuri de comandă $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ și pentru d=4, realizată prin intermediul a 4 unghiuri de comandă $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$.

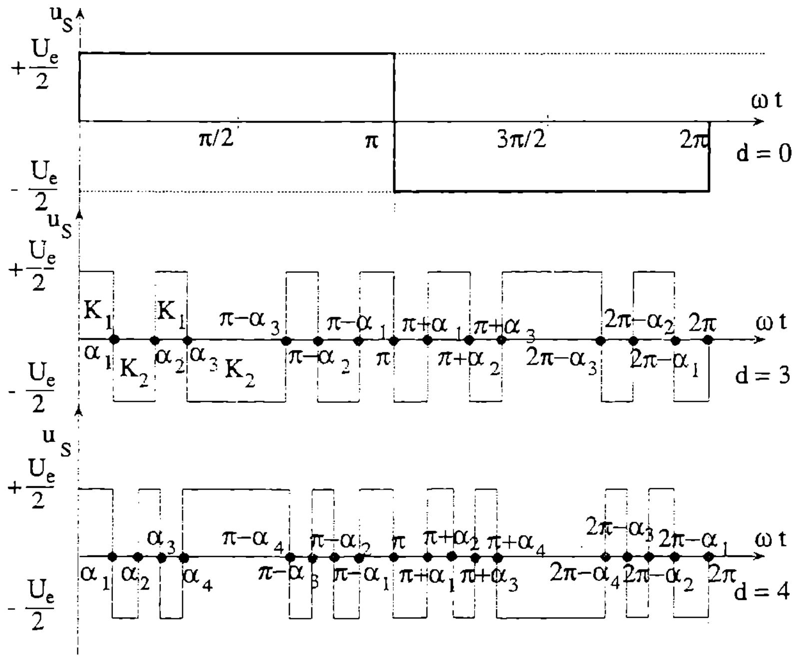


Fig. 9.87 Tensiuni de ieșire posibile ale invertorului monofazat în semipunte.

Cu "d" decupări avem "d" unghiuri $\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_d$ de calculat. Trebuie rezolvat un sistem de d ecuații cu d necunoscute.

Prima ecuație este determinată de valoarea U'_{S_1} a fundamentalei dorite, celelalte d-1 ecuații fiind impuse de anularea primelor d-1 armonici impare ale tensiunii u_s.

Sistemul va fi următorul:

$$
\begin{aligned}
&\frac{1}{2}-\cos\alpha_1+\cos\alpha_2-\cos\alpha_3+\ldots\pm\cos\alpha_d=\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\frac{U_{s1}}{U_e}\\
&\frac{1}{2}-\cos3\alpha_1+\cos3\alpha_2-\cos3\alpha_3+\ldots\pm\cos3\alpha_d=0\\
&\frac{1}{2}-\cos5\alpha_1+\cos5\alpha_2-\cos5\alpha_3+\ldots\pm\cos5\alpha_d=0\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&\frac{1}{2}-\cos(2d-1)\alpha_1+\cos(2d-1)\alpha_2-\cos(2d-1)\alpha_3+\ldots\pm\cos(2d-1)\alpha_d=0
\end{aligned}
\tag{9.174.a}
$$

La modulația calculată cu d decupări, vor apărea $4d+2$ comutații pe perioadă și prima armonică care nu poate fi suprimată va fi cea de rang $2d+1$. Indiferent că d este par sau impar, tensiunea de ieșire se scrie ca valoare efectivă a fundamentalei și armonicilor:

$$
U_s=\left|\frac{\sqrt{2}}{\pi}U_e\frac{2}{n}\left(\frac{1}{2}-\cos n\alpha_1+\cos n\alpha_2-\cos n\alpha_3+\ldots+(-1)^{d-1}\cos\alpha_d\right|\right.
\tag{9.174.b}
$$

Modulația calculată se poate implementa și pe baza modulației sinusoidale, calculându-se numeric intersecția dintre purtătoarea triunghiulară și referința sinusoidală, încât să rezulte momentele de comandă ale întreruptoarelor.

Generarea undei de referință sinusoidală se face prin citirea unor tabele, iar generarea purtătoarei se obține cu ajutorul unor numărătoare directe și inverse. Ca urmare, unda de referință este practic discretizată, luându-se câte o valoare a ei pentru fiecare perioadă a purtătoarei.

În fig. 9.88 se arată determinarea momentelor de comutație pentru cazul $m=9$, în cazul implementării modulației numerice pe baza modulației sinusoidale, m păstrându-și semnificația.

Se observă că:

$$
\begin{aligned}
&\alpha_1=\frac{\pi}{m}+\frac{\pi}{m}r\sin\frac{3\pi}{m}; \qquad \alpha_2=\frac{2\pi}{m}-\frac{\pi}{m}r\sin\frac{3\pi}{m};\\
&\alpha_3=\frac{3\pi}{m}+\frac{\pi}{m}r\sin\frac{7\pi}{m}; \qquad \alpha_4=\frac{4\pi}{m}-\frac{\pi}{m}r\sin\frac{7\pi}{m};\ldots
\end{aligned}
\tag{9.175}
$$

Dacă m este suficient de mare, practic dispare orice diferență între caracteristicile obținute prin determinarea unghiurilor de comutație pe baza modulației sinusoidale (paragraful 9.6.2) și cele rezultate ca urmare a utilizării modulației calculate cu undă de referință discretizată.

b) Invertorul monofazat în punte (fig. 9.11)

Pentru modulația calculată, tensiunea la ieșire se caracterizează prin numărul de impulsuri "p" pe semiperioadă.

Indiferent că p este par sau impar, "p" unghiuri sunt suficiente pentru a determina lățimea tuturor impulsurilor.

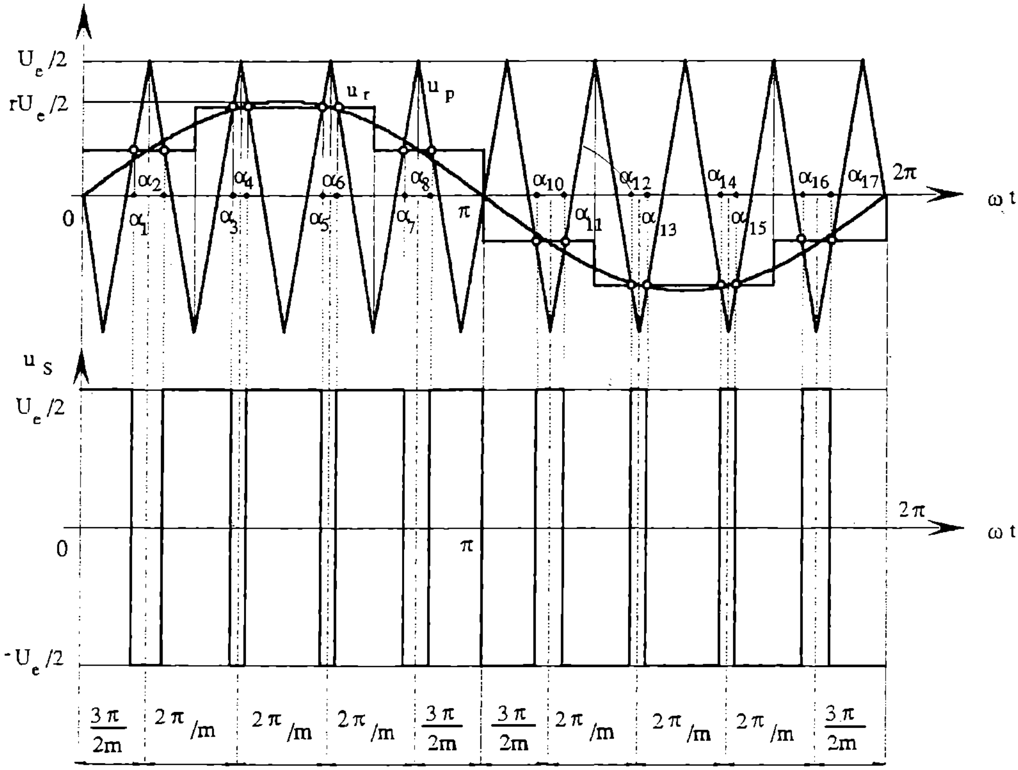


Fig. 9.88 Discretizarea undei de referință sinusoidală și determinarea momentelor de comandă (m=9); invertor monofazat în semipunte.

În fig. 9.89 este prezentată forma a două tensiuni de ieșire u_s cu p=3, respectiv p=4.

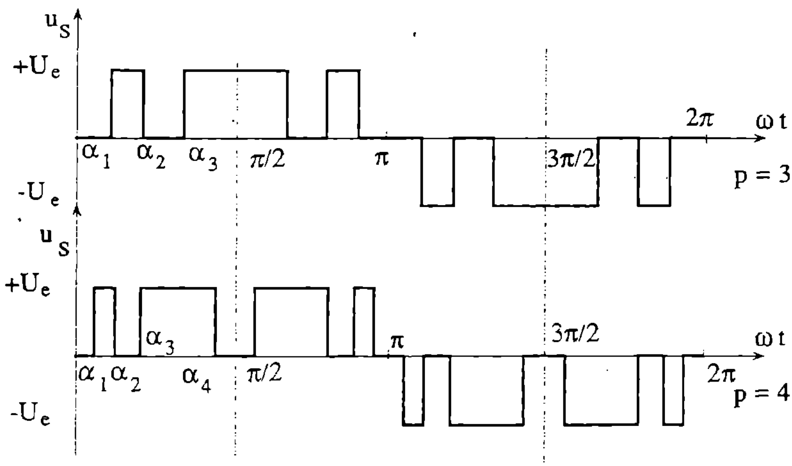


Fig. 9.89 Tensiuni de ieșire posibile ale invertorului monofazat în punte.

Indiferent că p este par sau impar, valoarea efectivă a fundamentalei și a diverselor armonici impare ale tensiunii de ieșire u_s sunt date de relația:

$$U_s = \left| \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_e \frac{1}{n} [\cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_3 + \ldots + (-1)^p \cos n\alpha_p] \right| \tag{9.176}$$

Avem la dispoziție p unghiuri pentru a determina durata celor p impulsuri.

Dacă vrem să variem valoarea tensiunii de ieșire, anulând în același timp primele p-1 armonici, se rezolvă următorul sistem:

$$\begin{aligned}
&\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 - \ldots \pm \cos\alpha_p = \frac{U_{S_1}}{2\sqrt{2}U_e}\pi \\
&\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 - \ldots \pm \cos 3\alpha_p = 0 \\
&\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 - \ldots \pm \cos 5\alpha_p = 0 \\
&\ldots\ldots \\
&\cos(2p-1)\alpha_1 - \cos(2p-1)\alpha_2 + \cos(2p-1)\alpha_3 - \ldots \pm \cos(2p-1)\alpha_p = 0
\end{aligned} \tag{9.177}$$

impunându-se de fiecare dată valoarea dorită a fundamentalei U_{S_1}. Prima armonică ce va rămâne în tensiunea de ieșire u_s este cea de rang $2p+1$.

În cadrul invertorului au loc $4p+2$ comutații pe perioadă, repartizate între cele 2 semipunți.

Spre exemplu, pentru eliminarea armonicilor 3 și 5 este necesară o formă de undă cu $p=3$, deci trebuie calculate trei unghiuri α_1, α_2 și α_3. Din sistemul (9.177) se obține pentru $p=3$:

$$\alpha_1 = 0; \quad \alpha_2 = 17^0 9; \quad \alpha_3 = 38^0 \tag{9.178}$$

și ținând seama de (9.176):

$$U_S \cong \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_e \sqrt{2} (0,835 \sin\omega t + 0 + 0 + 0,21 \sin 7\omega t + 0,32 \sin 11\omega t + \ldots) \tag{9.179}$$

Și în cazul invertorului monofazat în punte o variantă de modulație calculată (numerică) este cea care utilizează principiul modulației sinusoidale, numai că se calculează numeric intersecțiile între purtătoarea u_p (formată din u_{p+} și u_{p-}) si unda de referință sinusoidală u_r, care este discretizată (fig. 9.90).

Există o valoare de referință pentru fiecare perioadă a undei purtătoare, adică la fiecare $2\pi/m$.

Unghiurile de comandă vor fi:

$$\begin{aligned}
\alpha_1 &= \frac{2\pi}{m} - \frac{\pi}{m} r \sin\frac{2\pi}{m}; \qquad & \alpha_2 &= \frac{2\pi}{m} + \frac{\pi}{m} r \sin\frac{2\pi}{m}; \\
\alpha_3 &= \frac{4\pi}{m} - \frac{\pi}{m} r \sin\frac{4\pi}{m}; \qquad & \alpha_4 &= \frac{4\pi}{m} + \frac{\pi}{m} r \sin\frac{4\pi}{m}; \\
\alpha_5 &= \frac{6\pi}{m} - \frac{\pi}{m} r \sin\frac{6\pi}{m}; \qquad & \alpha_6 &= \frac{6\pi}{m} + \frac{\pi}{m} r \sin\frac{6\pi}{m};
\end{aligned} \tag{9.180}$$

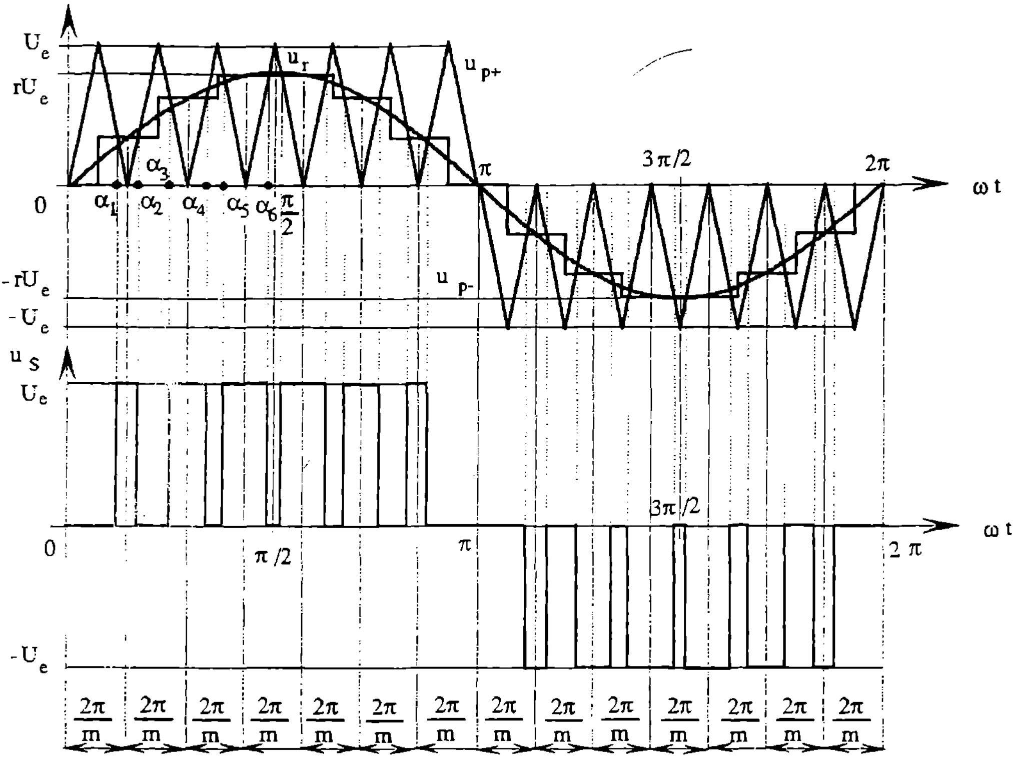


Fig. 9.90 Discretizarea undei de referință sinusoidală și determinarea momentelor de comandă (m=14); invertor monofazat în punte.

c) Invertorul trifazat în punte (fig. 9.29)

Invertorul trifazat este alcătuit din 3 semipunți, dar în tensiunile de ieșire dispar armonicile de ordinul 3 sau multiplu de 3, care existau în tensiunea semipunților.

Analog ca la invertorul în semipunte monofazată, se calculează cele "d" unghiuri care definesc cele "d" decupări ale fiecărei alternanțe de manieră să se anuleze cele d-1 prime armonici impare, altele decât cele de rang 3 sau multiplu de 3.

Se rezolvă următorul sistem:

$$\begin{aligned}
&\frac{1}{2}-\cos\alpha_1+\cos\alpha_2-\cos\alpha_3+\ldots\pm\cos\alpha_d=\frac{U_{R01}}{2\sqrt{2}U_e}\pi\\
&\frac{1}{2}-\cos5\alpha_1+\cos5\alpha_2-\cos5\alpha_3+\ldots\pm\cos5\alpha_d=0\\
&\frac{1}{2}-\cos7\alpha_1+\cos7\alpha_2-\cos7\alpha_3+\ldots\pm\cos7\alpha_d=0\\
&\frac{1}{2}-\cos11\alpha_1+\cos11\alpha_2-\cos11\alpha_3+\ldots\pm\cos11\alpha_d=0
\end{aligned} \tag{9.181}$$

Spre exemplu, cu d=2 se suprimă armonica 5, cu d=3 se suprimă armonicile 5 și 7, iar cu d=4, armonicile 5, 7 și 11.

Și în cazul invertorului trifazat se poate utiliza o modulație numerică bazată pe principiul modulației sinusoidale, considerându-se pentru fiecare perioadă a purtătoarei unde de referință constante.

În fig. 9.91 se prezintă modul de determinare a timpilor de comandă și duratelor de conducție pentru fiecare fază, în situația discretizării undelor de referință.

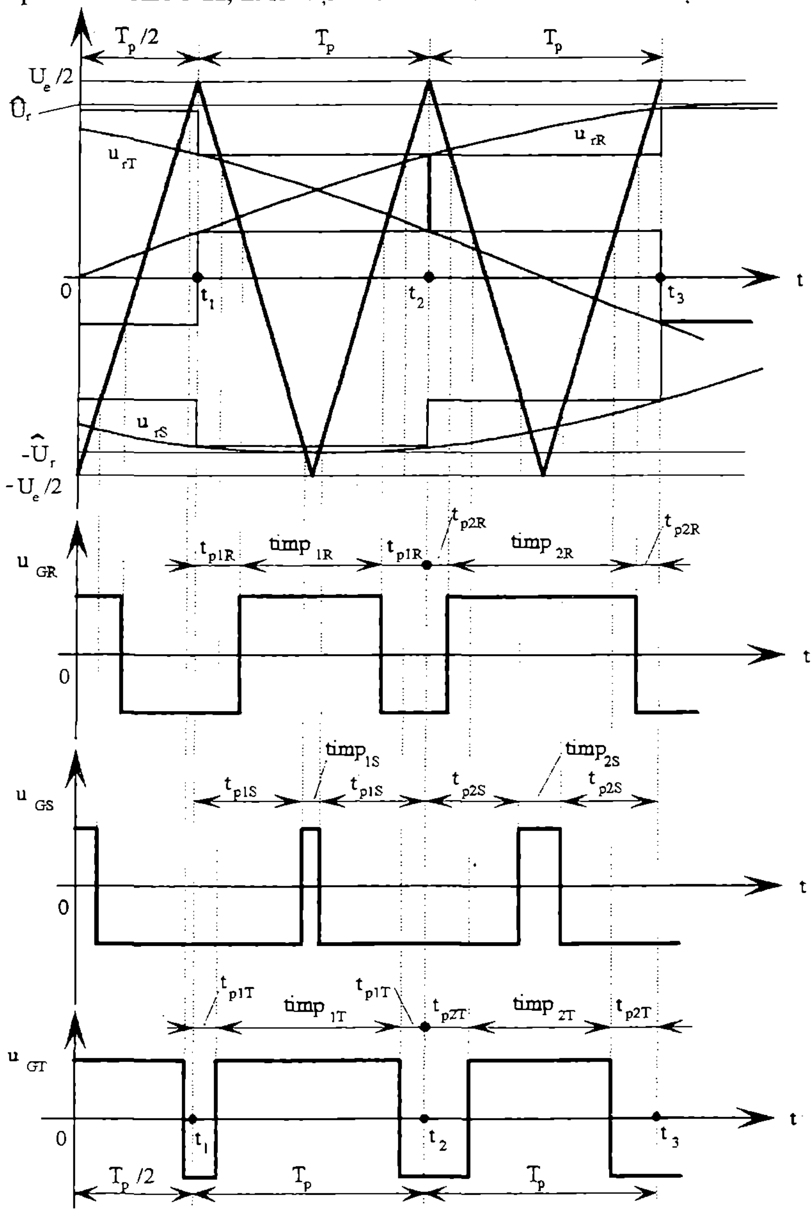


FIg. 9.91 Calculul timpilor de pauză și de impuls.

Impulsurile de comandă pentru fazele R, S, T: u_{GR}, u_{GS} și u_{GT} sunt simetrice în raport cu mijlocul perioadei $T_p = 1/f_p$ a undei purtătoare.

Se notează:

- $timp_i$: durata unui impuls;
- $t_{pi} = \dfrac{T_p - timp_i}{2}$.

Oricare ar fi faza, durata unui impuls oarecare $timp_i$ se calculează în acelaşi mod în funcţie de momentul t_i de început al treptei care aproximează referinţa în timpul unei perioade T_p de existenţă a lui $timp_i$.

Timpii t_i au, pentru cazul prezentat în fig. 9.91, următoarele valori:

$$t_1 = T_p/2; \quad t_i = t_1 + (i-1)T_p \tag{9.182}$$

Se poate scrie pentru fiecare impuls:

$$timp_{ip} = \frac{T_p}{2} + 2\Delta t_{ip} \tag{9.183}$$

cu: p=R,S,T.

Dar:

$$u_r(t_i) = \hat{U}_p \frac{\Delta t_{ip}}{T_p/4} \Rightarrow \Delta t_{ip} = \frac{T_p}{4}\frac{\hat{U}_r \sin(\omega t_i - \varphi_r)}{\hat{U}_p} = \frac{T_p}{4} r \sin(\omega t_i - \varphi_r)$$

cu valori diferite ale lui φ_r pentru fiecare fază:

$\varphi_r = 0$ pentru faza R;

$\varphi_r = 2\pi/3$ pentru faza S;

$\varphi_r = 4\pi/3$ pentru faza T.

Înlocuind în relaţia (9.183), se obţine:

$$timp_{ip} = \frac{T_p}{2}\left[1 + r\sin(\omega t_i - \varphi_r)\right] \tag{9.184}$$

Uzual, trebuie să se menţină: $U_s / f_r = \text{const.}$ şi, deoarece: $U_s = r$, avem: $r = Kf_r$. Relaţia (9.184) devine:

$$timp_{ip} = \frac{T_p}{2}\left[1 + Kf_r \sin(\omega t_i - \varphi_r)\right] = \frac{T_p}{2} + \frac{K}{2f_p/f_r}\sin(\omega t_i - \varphi_r)$$

şi în final:

$$timp_{ip} = \frac{T_p}{2} + \frac{K}{2m}\sin(\omega t_i - \varphi_r) \tag{9.185}$$

Timpii de pauză tp_{ip} pentru fiecare fază se calculează foarte uşor:

$$tp_{ip} = \frac{T_p - timp_{ip}}{2} \Rightarrow tp_{ip} = \frac{T_p}{4} - \frac{K}{2m}\sin(\omega t_i - \varphi_r) \tag{9.186}$$

Toţi aceşti timpi pot fi calculaţi pentru fiecare valoare a lui r şi m şi pentru orice valoare a lui t_i, memoraţi şi utilizaţi pentru comanda cu microprocesor a unui invertor pe baza principiului MID (PWM, MLI).

În fig. 9.92 s-a reprezentat principiul comenzii unui invertor trifazat de tensiune pe baza modulaţiei calculate având la bază discretizarea unei de referinţă, metodă numită şi cu eşantionare uniformă simetrică.

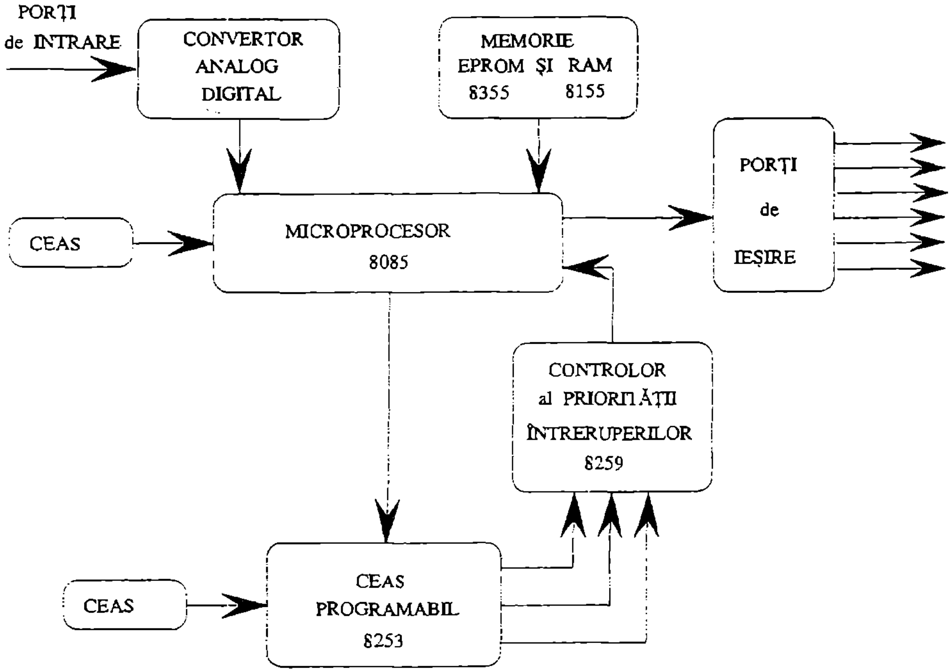


Fig. 9.92 Sistem programabil cu microprocesor pentru invertoarele cu MID.

Ceasul programabil are trei numărătoare, câte unul pentru fiecare fază, care primesc, la începutul fiecărui T_p, valorile t_{pR}, t_{pS}, t_{pT} corespunzătoare. Numărătoarele numără în sens descrescător şi, când unul dintre ele ajunge la zero, transmite un semnal de întrerupere controlorului priorităţii întreruperilor. Rolul acestuia din urmă este de a evita confuziile când două semnale ajung simultan. După ce a făcut analiza, controlorul transmite comanda spre microprocesor, care schimbă starea ieşirii corespunzătoare fazei care a cerut întreruperea şi apoi încarcă în numărător valoarea $timp_{ip}$ care convine. Sfârşitul perioadei T_p este marcată pe un singur numărător, spre exemplu cel al fazei R, încărcându-se doar aici timpul t_{pR} la sfârşitul lui $timp_R$.

9.8.1.2 Comanda prin MID calculată la invertorul de curent trifazat

Studiind curenţii obtinuţi prin comanda pe baza modulaţiei sinusoidale (fig. 9.86) se vede că în cadrul fiecărei semiperioade, suma intervalelor pe care curentul este egal cu I_e este $2\pi/3$. Prin urmare, unda dreptunghiulară din fig. 9.93,a se poate diviza în impulsuri, astfel încât să i se conserve durata totală de $2\pi/3$, aşa cum se vede din fig. 9.93,b şi c. Duratele impulsurilor trebuie să fie egale cu pauzele de curent. Numărul de impulsuri este impar dacă ele sunt simetrice în raport cu punctele extreme.

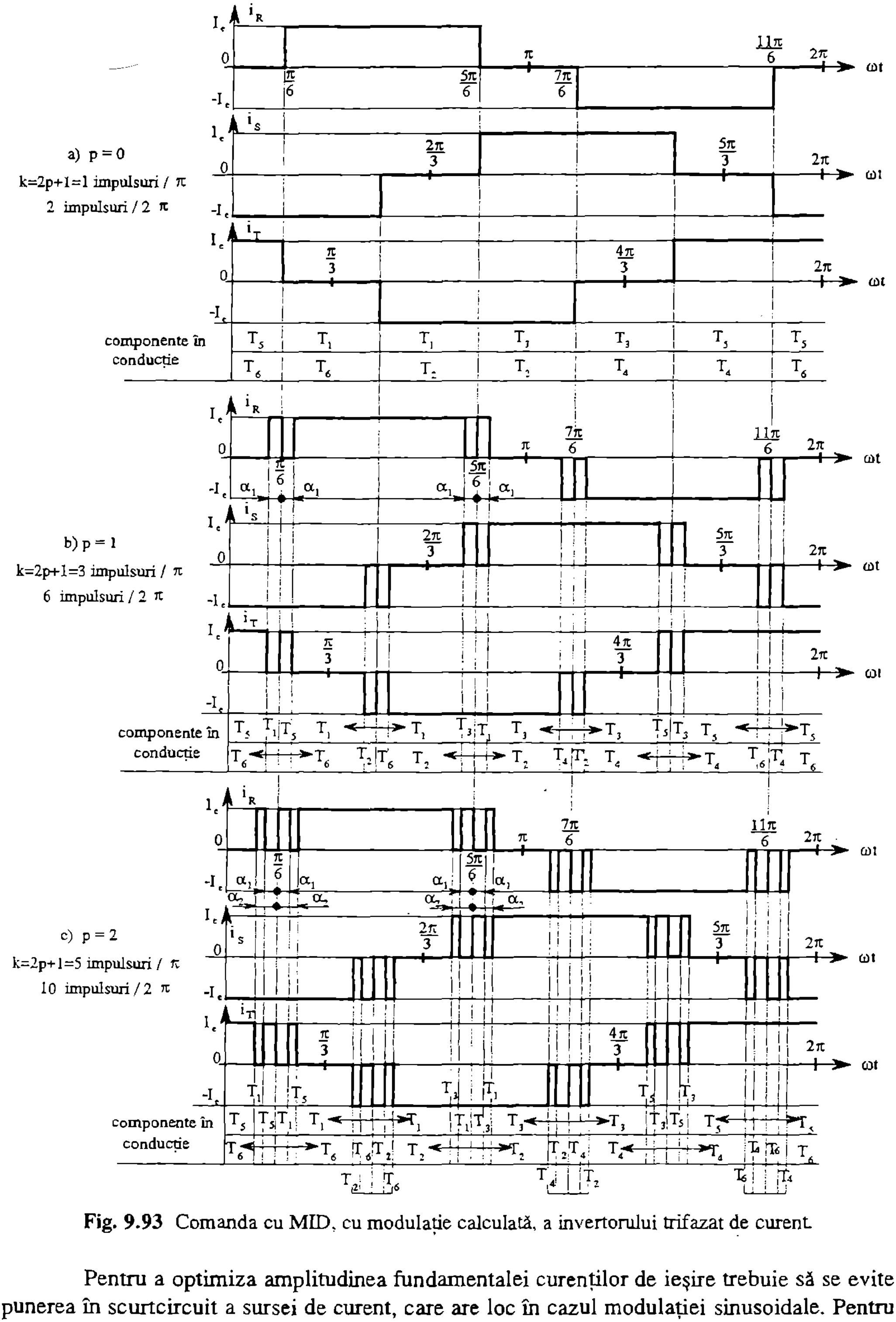


Fig. 9.93 Comanda cu MID, cu modulație calculată, a invertorului trifazat de curent

Pentru a optimiza amplitudinea fundamentalei curenților de ieșire trebuie să se evite punerea în scurtcircuit a sursei de curent, care are loc în cazul modulației sinusoidale. Pentru

a realiza aceasta, trebuie ca, în timpul fiecărei șesimi de perioadă, comutațiile să nu se efectueze decât între două dintre întreruptoarele aceluiași grup și nu între cele trei, ca în cazul modulației sinusoidale. Acest principiu se vede clar pe fig. 9.93,b și c.

Amplitudinea armonicii de rang n este:

$$I_n = \frac{8I_e}{n\pi}\cos\frac{n\pi}{6}\left[\cos\left(n\sum_{j=1}^{p}\alpha_j\right)-\cos\left(n\sum_{j=2}^{p}\alpha_j\right)+\cos\left(n\sum_{j=3}^{p}\alpha_j\right)-\ldots\right.$$
$$\left.\ldots+(-1)^{p-1}\cos n\alpha_p+(-1)^p\frac{1}{2}\right] \quad (9.187)$$

cu numărul de impulsuri pe semiperioadă: $k=2p+1$. Se pot elimina p armonici, calculând cele p intervale electrice ale sistemului dedus din condiția $I_n=0$, impusă pentru cele p armonici alese. Câteva rezultate sunt date în tabelul 9.7.

Tabelul 9.7 **Valori ale intervalelor electrice calculate pentru a elimina *p* armonici, pentru invertorul de curent cu modulație numerică MID**

Număr de impulsuri pe perioadă	6			10			14		
$p=\ldots$	$p=1$			$p=2$			$p=3$		
armonici eliminate	5	7	11	5,7	5,11	5,13	5,7,11	5,11,13	7,11,13
Valori ale intervalelor electrice	$\alpha_1=$ 12°	$\alpha_1=$ 8,57°	$\alpha_1=$ 5,45°	$\alpha_1=$ 5,82° $\alpha_2=$ 16,25°	$\alpha_1=$ 6,18° $\alpha_2=$ 10,86°	$\alpha_1=$ 6,64° $\alpha_2=$ 8,88°	$\alpha_1=$ 3,36° $\alpha_2=$ 15,65° $\alpha_3=$ 8,74°	$\alpha_1=$ 3,22° $\alpha_2=$ 11,09° $\alpha_3=$ 7,87°	$\alpha_1=$ 2,13° $\alpha_2=$ 11,65° $\alpha_3=$ 6,74°

Pentru unda dreptunghiulară amplitudinea armonicilor este:

$$I_n = \frac{4I_e}{n\pi}\cos n\frac{\pi}{6} \quad (9.188)$$

Fundamentala, în acest caz este:

$$I_{1o} = \frac{4I_e}{\pi}\cos\frac{\pi}{6} = 1,103I_e$$

Tabelul 9.8 dă valorile rapoartelor intre amplitudinile primelor armonici, pentru p=1,2,3 raportate la această fundamentală, pentru unele din cazurile prezentate în tabelul 9.7.

Pentru invertoarele de curent se poate de asemenea realiza modulația calculată cu o undă de referință în trepte, în maniera deja prezentată la subparagraful 9.8.1.1.

Tabelul 9.8 **Amplitudinile armonicilor în raport cu fundamentala I_{1o} pentru invertorul de curent cu modulație numerică MID**

Numărul de impulsuri pe perioadă	armonica $n=$	1	5	7	11	13	17	19	23	25
6	I_n/I_{1o}	0,956	0	0,118	0,233	0,227	0,174	0,129	0,036	0
10		0,934	0	0	0,199	0,266	0,163	0,035	0,022	0,001
14		0,925	0	0	0	0,105	0,292	0,25	0,031	0,001

9.8.2 Modulația MID fazorială

Modulația MID fazorială (Space Vector Modulation) este destinată comenzii invertoarelor trifazate de tensiune în două nivele (fig.9.29) și trei nivele. Datorită flexibilității algoritmului de calcul al momentelor de comutație, această metodă a fost adoptată în ultimul timp în majoritatea aplicațiilor industriale, comandate microprocesorizat, de acționare cu viteză variabilă a motoarelor asincrone alimentate de la invertoare de tensiune.

Performanțele strategiilor de modulare MID sunt caracterizate, la o frecvență de comutație fixată (f_p), prin factorul total al distorsiunilor armonice (THD-Total Harmonic Distortion). Pentru analiza valorii maxime a fundamentalei tensiunii la ieșire se introduce o notație nouă pentru gradul de modulare $-m'$. Acesta se definește prin raportul dintre fundamentala tensiunii de fază în cazul comenzii de tip MID ($U_{RN}^{\prime 1}$) și fundamentala tensiunii de fază pentru o funcționare cu șase pulsuri ($U_{RN,\,6\text{-pulsuri}}^{\prime 1}$):

$$m' = \frac{U_{RN}^{\prime 1}}{U_{RN,\,6-pulsuri}^{\prime 1}} \tag{9.189}$$

unde, $U_{RN,\,6\text{-pulsuri}}^{\prime 1} = 2 * U_e / \pi$.

Pentru un invertor trifazat distingem mai multe zone de funcționare (fig.9.94) în funcție de duratele și secvențele de comutație. Funcționarea în cadrul zonelor de liniaritate 1 și 2 este asemănătoare (d.p.v. al performanțelor) cu modulațiile MID care utilizează o injecție a armonicii a 3-a, dar algoritmul de comandă adoptat este diferit.

Zona de liniaritate 1 (zona I) este obținută prin utilizarea unei tensiuni de referință sinusoidală ($m'_{\max 1} = 0{,}785$). Fundamentala tensiunii la ieșire crește liniar cu modulul tensiunii de referință. Valoarea $m'_{\max 1}$ se obține pentru $U_s^{\prime *} = U_e / 2$ (s-a notat cu $U_s^{\prime *}$ - modulul fazorului tensiunii de referință).

Zona de liniaritate 2 (zona II) permite creșterea liniară a gradului de modulare până la valoarea $m'_{\max 2} = 0{,}907$. Această creștere este posibilă prin introducerea componentelor de secvență zero (armonicile triple) în comanda invertorului. În această zonă modulul vectorului tensiunii de referință poate crește liniar de la $U_e / 2 \rightarrow U_e / \sqrt{3}$.

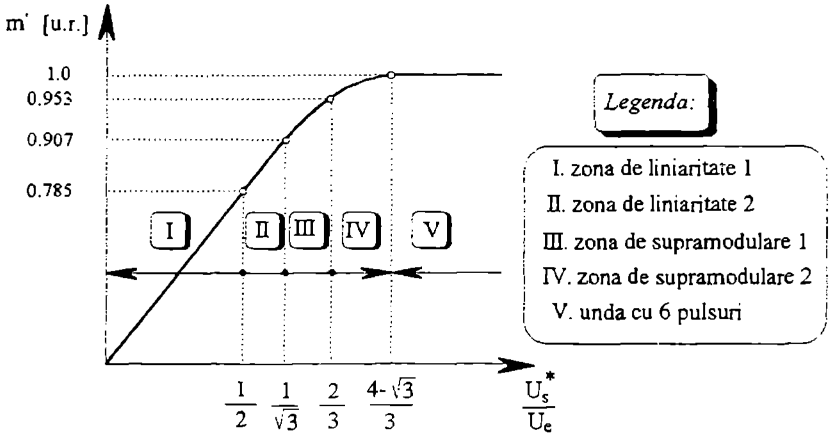


Fig. 9.94 Zonele de funcționare ale unui invertor trifazat de tensiune.

Zona de supramodulare 1 (zona III) este caracterizată prin distorsionarea continuă a fazorului tensiunii de referință. Gradul de modulare crește neliniar, dar continuu, de la valoarea $m'_{max2} \rightarrow m'_{max3} = 0{,}953$, în timp ce modulul fazorului tensiunii de referință crește liniar de la $U_e / \sqrt{3} \rightarrow 2 * U_e / 3$. În funcție de traiectoria fazorului tensiunii de referință sunt adoptate două proceduri diferite. Aceste proceduri au la bază o preprocesare a fazorului original al tensiunii de referință ($\overline{u}_s^*$), calculându-se fazorul tensiunii de comandă $\overline{v}_p$ care este folosit pentru determinarea duratelor de conducție a întreruptoarelor (fig. 9.95).

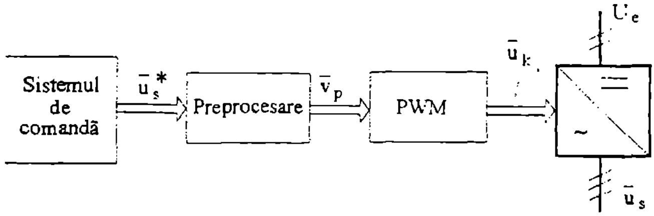


Fig. 9.95 Preprocesarea fazorului original al tensiunii de referință.

Zona de supramodulare 2 (zona IV) se obține în urma preprocesării continue a fazorului original al tensiunii de referință (fig.9.95). Gradul de modulare crește în continuare neliniar de la valoarea inițială m'_{max3} spre unitate, în timp ce modulul fazorului original al tensiunii de referință crește liniar, dar ipotetic, de la $2 * U_e / 3 \rightarrow \left(4 - \sqrt{3}\right) * U_e / 3$.

Zona de funcționare în 6 pulsuri (zona V) este caracterizată prin menținerea unei stări particulare de comutație pentru o durată de $60°$. Funcționarea în 6 pulsuri permite cea mai bună utilizare a tensiunii continue de alimentare (U_e).

9.8.2.1 Algoritmul de calcul specific zonelor de liniaritate

Variabilele controlate de către modulatorul fazorial sunt componentele fazorului spațial de tensiune statorică, numit și fazor de tensiune de referință $\overline{u}_s^*$ atât în coordonate

carteziene, cât şi în coordonate polare. In acest paragraf se va utiliza reprezentarea în coordonate polare.

$$\overline{u}_s^* = U_s^* \cdot \exp(j\theta) \tag{9.190}$$

În timp ce fazorul tensiunii de referinţă descrie o traiectorie circulară de diametru variabil, vectorul tensiunii de ieşire al invertorului ($\overline{u}_k$) poate să ia numai 7 valori discrete în planul (α, β), care se mai numesc şi vectorii stării de comutaţie:

$$\overline{u}_k = \begin{cases} \frac{2}{3} \cdot U_e \cdot \exp\left(j\frac{(k-1)\cdot\pi}{3}\right), & k = 1,\ldots,6 \\ 0, \quad k = 0 \end{cases} \tag{9.191}$$

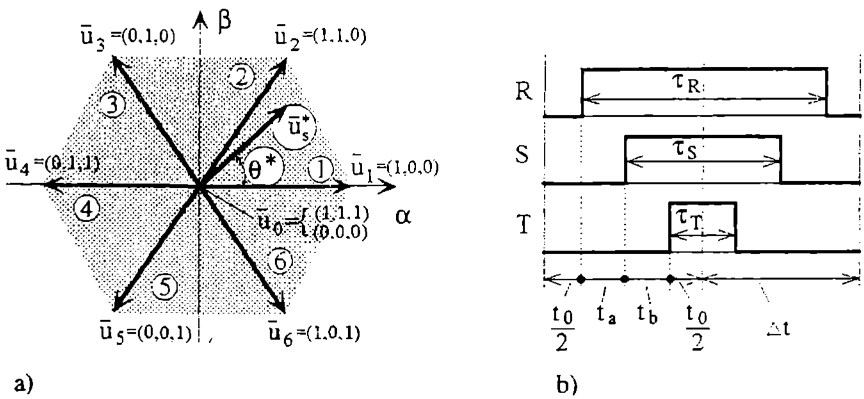


Fig. 9.96 Modulaţia MID fazorială: a) vectorii stărilor de comutaţie, b) secvenţa de comutaţie pentru sectorul 1.

În fig.9.96,a s-au prezentat poziţiile vectorilor stării de comutaţie. Fiecare poziţie corespunde unei stări de comutaţie *k*, care este produsă printr-o anumită combinaţie de stări de conducţie ale celor 6 dispozitive semiconductoare ce alcătuiesc structura de forţă a invertorului. Notaţia $\overline{u}_1 = (1,0,0)$ arată că potenţialul braţului R al invertorului este pozitiv, în timp ce potenţialul braţelor S şi T este negativ. Pentru *k*=0, există o dublare a vectorului de tensiune zero care, corespunde conectării braţelor R, S, şi T ale invertorului, fie spre linia pozitivă de c.c., fie spre cea negativă. Ca urmare, vectorul de tensiune zero poate fi: $\overline{u}_0^+$ =(1,1,1) sau $\overline{u}_0^-$ =(0,0,0).

Modulaţia MID fazorială se bazează pe aproximarea fazorului de referinţă $\overline{u}_s^*$ pe durata intervalului de eşantionare $\Delta t = 1/(2 \cdot f_p)$ printr-o secvenţă formată din 3 vectori de comandă $\overline{u}_a$, $\overline{u}_b$ şi $\overline{u}_0$, unde $\overline{u}_a$ şi $\overline{u}_b$ pot fi oricare 2 vectori succesivi din setul ciclic $\overline{u}_1,\ldots,\overline{u}_6$. S-a notat cu f_p frecvenţa de comutaţie a invertorului. În fig.9.96 se prezintă situaţia când $\overline{u}_s^*$ este poziţionat în triunghiul format de $\overline{u}_1$, $\overline{u}_2$ şi $\overline{u}_0$. Este evident că

alegerea în acest caz trebuie să fie: $\bar{u}_a = \bar{u}_1$ şi $\bar{u}_b = \bar{u}_2$. Rezultatul mediei celor trei vectori de tensiune, consideraţi pe un interval de eşantionare Δt, trebuie să fie egal cu fazorul tensiunii de referinţă.

În aceste condiţii, se pot defini următoarele ecuaţii:

$$\begin{aligned} &\bar{u}_a \cdot t_a + \bar{u}_b \cdot t_b + \bar{u}_0 \cdot t_0 = \bar{u}_s^* \cdot \Delta t \\ &t_a + t_b + t_0 = \Delta t \end{aligned} \tag{9.192}$$

unde, t_a şi t_b sunt duratele corespunzătoare proiecţiilor vectorilor $\bar{u}_a$ şi $\bar{u}_b$ pe laturile adiacente, iar t_0 este durata de aplicare a vectorului $\bar{u}_0$ pentru jumătate din perioada de comutaţie (Δt).

Determinarea duratelor t_a, t_b şi t_0

Se consideră că fazorul tensiunii de referinţă se află în sectorul 1 (fig.9.97) şi se aplică teorema sinusului în triunghiul ΔMNP:

$$\frac{MN}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta^*\right)} = \frac{NP}{\sin(\theta^*)} = \frac{PM}{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)} \tag{9.193}$$

Deoarece $PM = U_s^*$ şi $\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{3}/2$, expresia (9.193) devine:

$$\frac{MN}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta^*\right)} = \frac{NP}{\sin(\theta^*)} = \frac{U_s^*}{\frac{\sqrt{3}}{2}} \tag{9.194}$$

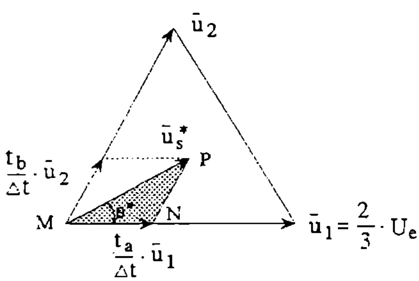


Fig. 9.97 Detaliu asupra sectorului 1 din fig.9.96.

Se atribuie segmentelor *MN* şi *NP* expresiile din fig.9.97 şi se ţine cont că valoarea maximă a tensiunii de fază este egală cu $2 \cdot U_e / 3$:

$$\begin{aligned} MN &= \frac{t_a}{\Delta t} \cdot \frac{2}{3} U_e \\ NP &= \frac{t_b}{\Delta t} \cdot \frac{2}{3} U_e \end{aligned} \tag{9.195}$$

Înlocuind expresia (9.195) în (9.194) se obţine:

$$t_a = \frac{\sqrt{3} \cdot U_s^*}{U_e} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta^*\right) \cdot \Delta t$$
$$t_b = \frac{\sqrt{3} \cdot U_s^*}{U_e} \cdot \sin\left(\theta^*\right) \cdot \Delta t \qquad (9.196)$$
$$t_0 = \Delta t - t_a - t_b$$

unde $\theta^* \in \left[0, 60^\circ\right)$ şi reprezintă unghiul care caracterizează fazorul de referinţă în cadrul *sectorului curent.* Prin *sector curent* se înţelege acel sector de 60° în care se localizează fazorul tensiunii de referinţă (v.fig.9.96,a).

Se calculează duratele ciclice de conducţie pentru primul sector (fig.9.96) - τ_R, τ_S şi τ_T:

$$\tau_R = \Delta t + t_a + t_b$$
$$\tau_S = \Delta t - t_a + t_b \qquad (9.197)$$
$$\tau_T = t_0 = \Delta t - t_a - t_b$$

Prin permutări circulare se pot obţine expresiile duratelor ciclice de conducţie pentru celelalte sectoare. Schema generală de implementare este prezentată în fig.9.98.

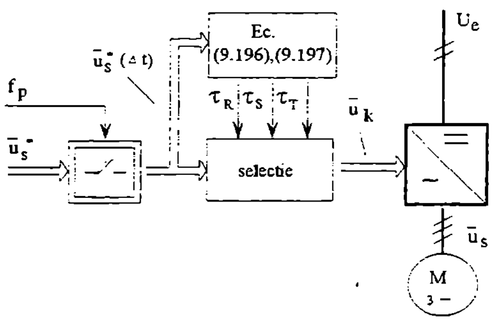


Fig. 9.98 Schema generală de implementare a modulaţiei MID fazoriale.

În fig.9.99 se prezintă secvenţele clasice de comutaţie pentru cele 6 sectoare în cazul când comută toate cele 3 braţe (conform tabelului 9.9).

Optimizarea secvenţei de comandă

Dublarea în origine a secvenţei de comutaţie $\bar{u}_0$ permite minimizarea numărului de comutaţii în secvenţa de comandă a invertorului. De exemplu, se poate observa din fig.9.96 că secvenţa de comandă $\bar{u}_1 = (1,0,0) \rightarrow \bar{u}_0^+ = (1,1,1)$ necesită inversarea polarităţii de la negativ spre pozitiv în 2 braţe ale punţii (fazele S şi T), în timp ce secvenţa de comandă echivalentă $\bar{u}_1 = (1,0,0) \rightarrow \bar{u}_0^- = (0,0,0)$ necesită comutarea unui singur braţ (faza R).

Evitarea comutațiilor suplimentare se poate realiza numai printr-o optimizare a secvenței de comandă. Astfel, tranziția de la o secvență de comandă la alta trebuie să se realizeze numai prin comutarea unui singur braț ($\overline{u}_0^- \to \overline{u}_a \to \overline{u}_b \to \overline{u}_0^+ \to \overline{u}_b \to \overline{u}_a \to \overline{u}_0^-$).

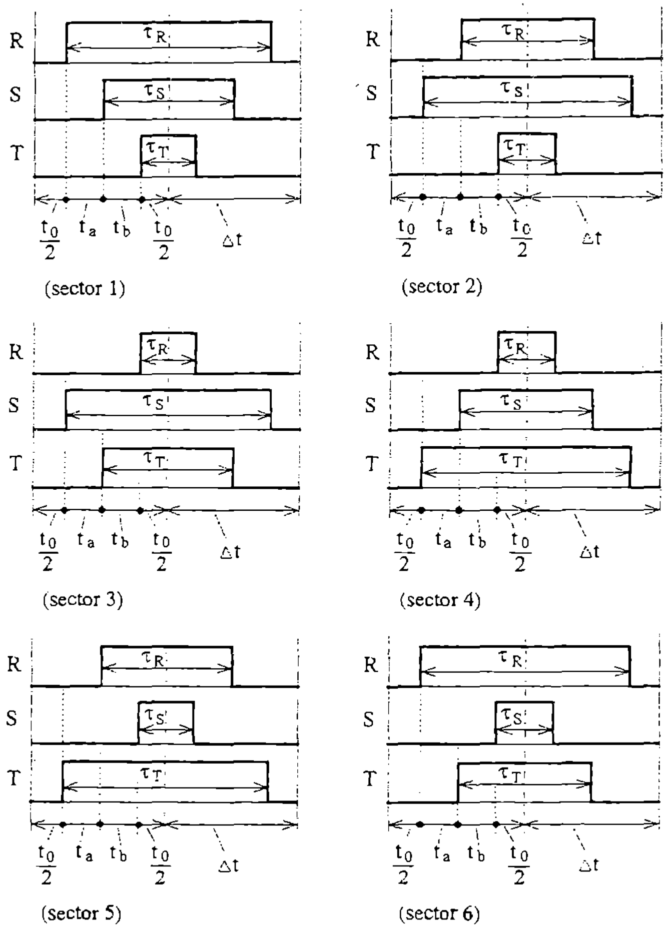


Fig. 9.99 Secvența clasică de comutație pentru cele 6 sectoare.

Tabelul 9.9 **Succesiunea de comandă în funcție de sector.**

sector	$\overline{u}_a$	$\overline{u}_b$
1	$\overline{u}_1$	$\overline{u}_2$
2	$\overline{u}_3$	$\overline{u}_2$
3	$\overline{u}_3$	$\overline{u}_4$
4	$\overline{u}_5$	$\overline{u}_4$
5	$\overline{u}_5$	$\overline{u}_6$
6	$\overline{u}_1$	$\overline{u}_6$

În fig.9.100 se prezintă două posibilități optimale de comandă pentru sectorul 1 din fig.9.96, la nivelul unei perioade de comutație (T_p), care se bazează pe modificarea stării de comutație numai pe două faze. În decursul unui sector una dintre faze își păstrează aceeași stare de comutație. Ca urmare, numărul de comutații se reduce cu 33% față de comanda clasică prezentată în fig.9.99. Duratele corespunzătoare meținerii în conducție a unei stări particulare de comutație (t_a , t_b și t_0) se calculează utilizând aceleași expresii (9.196).

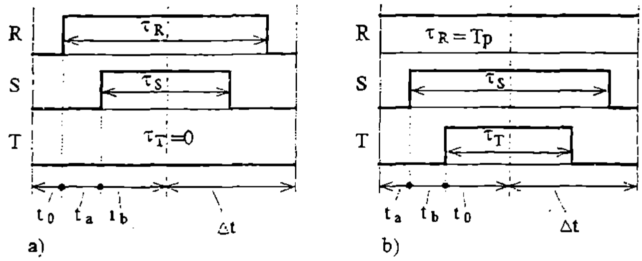


Fig. 9.100 Variante pentru optimizarea secvenței de comandă:
a) comută numai fazele R și S, b) comută numai fazele S și T.

9.8.2.2 Algoritmul de calcul specific zonelor de supramodnlare

În *zona de supramodulare 1* amplitudinea tensiunii de referință se modifică printr-o procesare adecvată, în timp ce poziția fazorului de referință este transmisă corespunzător.

Dacă fazorul tensiunii de referință se află în interiorul hexagonului (traseul AB), duratele de conducție se pot calcula utilizând relațiile (9.196).

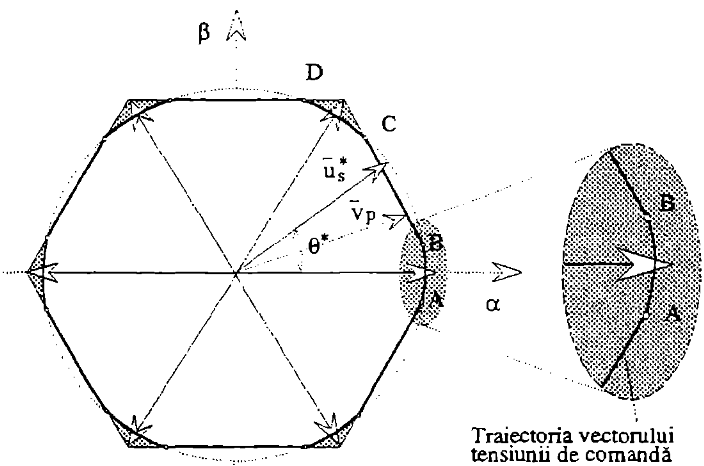


Fig. 9.101 Traiectoria fazorului de tensiune specifică zonei de supramodulare 1.

Pentru cazul când traiectoria originală a fazorului de referință depășeste laturile hexagonului (traseul BC pentru sectorul 1, fig.9.101), utilizarea relațiilor (9.196) conduce la obținerea unor valori nereale pentru duratele de aplicare ale vectorului zero ($\overline{u}_0$). Prin

preprocesarea fazorului original de referință se obține traiectoria BC (în sectorul 1) pentru noul fazor de comandă ($\bar{v}_p$):

$$\bar{v}_p = V_p \cdot \exp\left(j\theta^*\right) \tag{9.198}$$

Comanda aplicată invertorului se bazează pe proiecția fazorului $\bar{v}_p$ pe laturile adiacente, conducând la determinarea numai a duratelor t_a si t_b (t_0=0). În continuare se va prezenta procedura de calcul a duratelor de conducție pentru sectorul 1 în cazul când fazorul tensiunii de referință depășeste laturile hexagonului.

Prin aplicarea teoremei sinusului în triunghiul ΔMNP din fig.9.102, se obține:

$$\frac{MN}{\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta^*\right)} = \frac{NP}{\sin\left(\theta^*\right)} = \frac{V_p}{\sqrt{3}/2} \tag{9.199}$$

Pentru calculul amplitudinii fazorului preprocesat (V_p) se aplică teorema sinusului în triunghiul ΔMQP din fig.9.102:

$$\frac{MP}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{MQ}{\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta^*\right)} \tag{9.200}$$

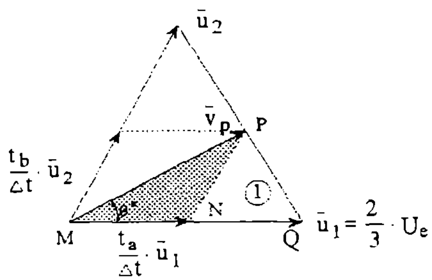


Fig. 9.102 Determinarea duratelor t_a și t_b pentru zona de supramodulare 1.

Deoarece, $MP = V_p$ $MQ = \frac{2}{3}\cdot U_e$, $MN = \frac{t_a}{\Delta t}\cdot\frac{2}{3}U_e$ și $NP = \frac{t_b}{\Delta t}\cdot\frac{2}{3}U_e$ egalitatea (9.200) devine:

$$\frac{V_p}{\frac{\sqrt{3}}{2}} = \frac{\frac{2}{3}\cdot U_e}{\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta^*\right)} \quad \Rightarrow \quad V_p = \frac{2}{3}\cdot U_e \cdot \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}}{\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta^*\right)} \tag{9.201}$$

iar duratele de conducție:

$$t_a = \frac{\sin\left(\dfrac{\pi}{3} - \theta^*\right)}{\sin\left(\dfrac{\pi}{3} + \theta^*\right)} \cdot \Delta t \qquad (9.202)$$

$$t_b = \Delta t - t_a$$

Zona de supramodulare 1 (*zona III*) este caracterizată prin distorsionarea continuă a fazorului tensiunii de referință. Gradul de modulare crește neliniar, dar continuu, de la valoarea $m^{\cdot}_{\max 2} \rightarrow m^{\cdot}_{\max 3} = 0{,}953$, în timp ce modulul fazorului tensiunii de referință crește liniar de la $U_e / \sqrt{3} \rightarrow 2 * U_e / 3$.

În fig.9.103 se prezintă secvența de comandă în decursul unei perioade de comutație ($T_p = 1/f_p$) pentru cele 6 sectoare atunci când noul fazor de comandă (preprocesat) se deplasează pe laturile hexagonului (trasee de tipul BC). În acest caz, două brațe (faze) nu comută iar, secvența de comandă pe durata T_p ($\overline{u}_a \rightarrow \overline{u}_b \rightarrow \overline{u}_b \rightarrow \overline{u}_a$) se aplică conform tabelului 9.9.

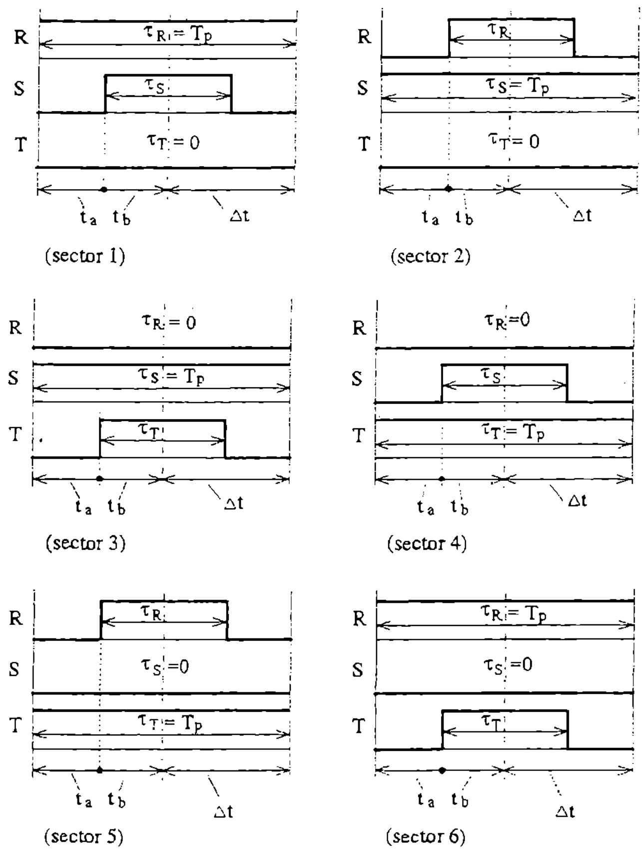


Fig. 9.103 Secvența de comutație în cazul când fazorul tensiunii de referință se deplasează pe laturile hexagonului.

În *zona de supramodulare 2* gradul de modulare raportat poate să crească în continuare neliniar și continuu de la valoarea inițială m_{max3} spre unitate. Modulul fazorului original al tensiunii de referință crește liniar, dar ipotetic, de la $2*U_e/3 \to \left(4-\sqrt{3}\right)*U_e/3$.

Pentru a menține în continuare hexagonul ca traiectorie limită a fazorului de comandă se reduce valoarea modulului tensiunii de referință raportat ($U_s^*/(2*U_e/3)$) sub unitate, prin scădere din 2:

$$U^* = 2 - U_s^*/(2*U_e/3) \tag{9.203}$$

În cele ce urmează se va reconstitui *noua* valoare a fazorului tensiunii de referință:

$$\bar{u}^* = \frac{2}{3}\cdot U_e \cdot U^* \cdot \exp\left(j\cdot\theta^*\right) \tag{9.204}$$

Traiectoria noului fazor de referință $\bar{u}^*$ este în *continuare* un cerc cu raza cuprinsă între $2*U_e/3 \to U_e/\sqrt{3}$. În urma preprocesării se obțin 2 traiectorii posibile pentru fazorul tensiunii de comandă, care sunt asemănătoare cu cele prezentate în cadrul zonei de supramodulare 1.

Traiectoria BC limitează fazorul tensiunii de comandă la nivelul laturilor hexagonului (fig.9.104). Durata aplicării fazorului de comandă $\bar{u}_0$ este egală cu zero, iar duratele t_a și t_b se calculează utilizând aceleași relații (9.202).

Traiectoria AB este un segment de cerc și reprezintă traiectoria fazorului de referință $\bar{u}^*$ în interiorul hexagonului (fig.9.104,a,c). Pe această durată se menține aceeași stare particulară de comandă $\bar{u}_1$. Pentru traiectoria CD, comanda aplicată invertorului este vectorul de stare $\bar{u}_2$ (Fig.9.104,c). Momentele A, B, C, D, etc., sunt determinate prin compararea modulului fazorului de referință $\bar{u}^*$ preprocesat cu laturile hexagonului.

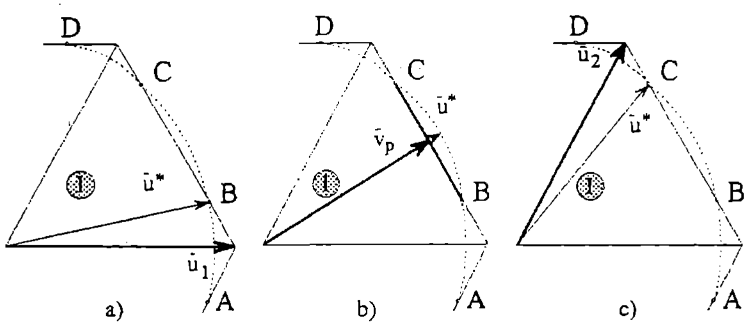


Fig. 9.104 Traiectoria fazorului de tensiune specifică zonei de supramodulare 2.

Odată cu tranziția de la zona de liniaritate spre funcționarea cu 6 pulsuri crește factorul total al distorsiunilor armonice pentru curent - $\mathrm{THD}(i_R)$ și scade pentru tensiune - $\mathrm{THD}(u_{RN})$ (fig.9.105), spre deosebire de cazul funcționării invertorului în zonele 1 și 2 de liniaritate când $\mathrm{THD}(i_R)$ și $\mathrm{THD}(u_{RN})$ scad pe măsură ce gradul de modulare crește.

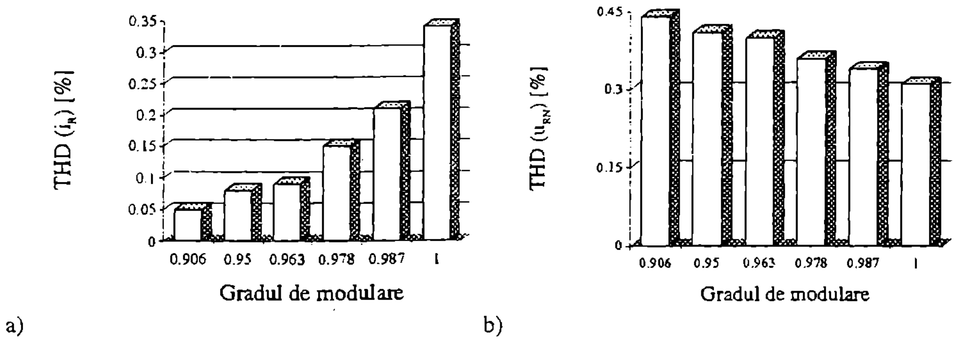


Fig. 9.105 Factorul total al distorsiunilor armonice pentru curent şi tensiune.

9.9 Invertoare de tensiune multinivel

Creşterea domeniului de aplicabilitate al invertoarelor trifazate de tensiune comandate pe principiul MID şi în special al celor cu tranzistoare IGBT, spre puteri mari şi foarte mari, se poate obţine prin:

- utilizarea conexiunilor serie cu comandă sincronă (dispozitivele semiconductoare conectate în serie trebuie să comute la aceleaşi momente de timp);
- introducerea celui de-al treilea nivel de tensiune printr-o topologie cunoscută sub numele de invertor de tensiune în trei nivele cu punct neutru flotant;
- introducerea topologiilor multinivel cu celule de comutaţie imbricate.

9.9.1 Aspecte specifice întreruptoarelor de înaltă tensiune

Convertoarele statice de putere pentru tensiuni înalte au în general nevoie de întreruptoare (dispozitive semiconductoare) care pot să lucreze la aceste tensiuni. Dacă aceste întreruptoare nu sunt disponibile trebuie dezvoltate diferite topologii de convertoare în cadrul cărora numai o fracţiune din tensiune este aplicată fiecărui întreruptor.

Conectarea în serie a întreruptoarelor

Una dintre aceste soluţii o reprezintă conexiunile serie de mai multe întreruptoare (9.106), comandate sincron, pentru a obţine un întreruptor de înaltă tensiune. Aceste întreruptoare trebuie să comute la acelaşi moment de timp, altfel pot apare probleme de echilibrare a tensiunilor (v. semnul *?* din fig.9.106), de comandă şi de solicitări du/dt generate la fiecare comutaţie.

Echilibrarea statică sau dinamică a tensiunilor la bornele întreruptoarelor este dificil de obţinut şi necesită tehnici speciale:

- echilibrarea statică poate fi realizată prin conectarea unor rezistenţe de valoare mare în paralel cu fiecare întreruptor;
- echilibrarea dinamică este o problemă mai serioasă. Toate întreruptoarele trebuie să comute la aceleaşi momente de timp. Dacă această condiţie nu este îndeplinită, întreruptorul care se blochează primul (sau cel care intră în conducţie ultimul) va suporta la borne întreaga tensiune.

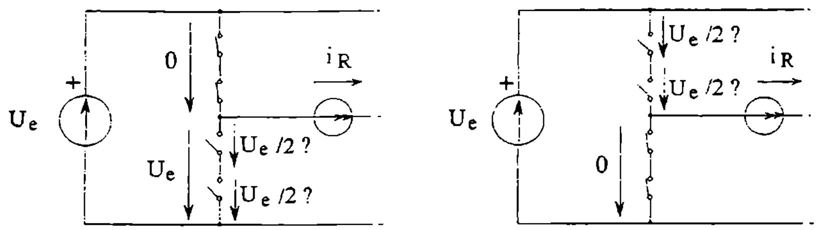


Fig. 9.106 Conectarea în serie a întreruptoarelor.

În cele mai multe cazuri, sincronizarea comutațiilor nu poate fi făcută prin simpla sincronizare a semnalelor de comandă. Dispozitivele semiconductoare trebuie să fie selectate pe perechi cu timpi de intrare în conducție/blocare identici; dacă nu, este necesar să se utilizeze circuite de comandă speciale capabile să compenseze diferențele dintre acești timpi. Presupunând că întreruptoarele comută la aceleași momente de timp, solicitarea $\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$ generată la fiecare comutație reprezintă suma solicitărilor $\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$ generate de toate întreruptoarele care comută. Aceste solicitări pot introduce zgomote importante care influențează buna funcționare a circuitelor de semnal mic din apropiere și în special circuitele de comandă pentru întreruptoarele de forță. Indiferent de numărul de întreruptoare înseriate tensiunea comutată la ieșire are numai două nivele: 0 și U_e.

Creșterea numărului de întreruptoare conectate în serie nu influențează fundamental punerea problemei. Totuși, în practică, solicitările $\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$ și dificultatea sincronizărilor ridică probleme mari.

9.9.2 Invertorul trifazat de tensiune cu punct neutru flotant

Un braț în cadrul invertorului în trei nivele cu punct neutru flotant poate fi privit ca o celulă de comutație care utilizează dispozitive semiconductoare conectate în serie. Circuitul de conectare flotantă a punctului median al bateriei de condensatoare asigură repartiția tensiunii între dispozitivele conectate în serie, spre deosebire de forțarea întreruptoarelor să comute la același moment de timp. Totuși, trebuie remarcat că numai întreruptoarele exterioare sunt protejate eficient de către diodele conectate la punctul median O (fig.9.107). Dacă diferite întreruptoare nu pot să comute la același moment de timp, solicitarea $\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$ nu ia valori importante.

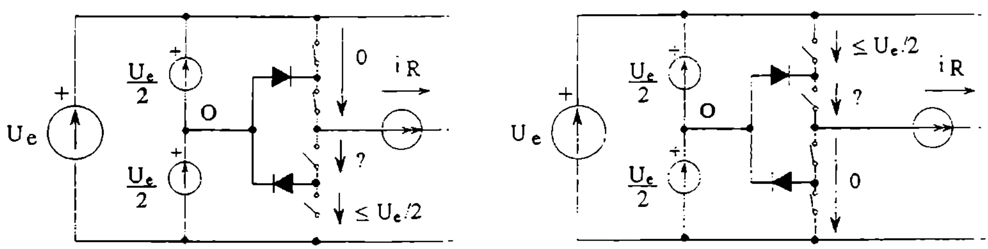


Fig. 9.107 Repartizarea tensiunilor în cadrul invertorului în trei nivele NPC.

Principalul avantaj al acestei structuri se bazează pe introducerea flotantă a unui nivel intermediar de tensiune $U_e/2$, atunci când se află în starea *on* unul dintre

întreruptoarele interioare (fig.9.107). Datorită acestui extra nivel, topologia este în general denumită convertor *cu trei nivele* (0, $U_e/2$, U_e).

În practică, cele două surse $U_e/2$ sunt două condensatoare încărcate cu această tensiune. Ca urmare, valoarea medie a curentului prin fiecare condensator este zero. De fiecare dată când sursa de curent (i_R) este conectată la nivelul intermediar de tensiune, curentul i_R circulă prin condensatorul divizorului de tensiune. Dacă curentul i_R este unidirecțional, curentul prin condensator este unidirecțional și tensiunea la borne nu mai poate fi păstrată la o valoare dorită. În concluzie, cu un astfel de convertor funcționarea în regim de chopper nu este posibilă.

În cadrul invertorului de tensiune în trei nivele NPC valorile capacităților condensatoarelor din divizoarele de tensiune sunt impuse de frecvența curentului de sarcină. Introducerea unui nivel suplimentar de tensiune conduce la îmbunătățirea factorului total al distorsiunilor armonice de aproximativ două ori.

Desigur, această structură poate fi generalizată pentru un număr oricât de mare de întreruptoare, dar optimizarea comenzii constituie o problemă.

9.9.2.1 Definirea tensiunilor de pol în funcție de variabilele de comandă

Fiecare braț al invertorului (fig.9.108) este alcătuit din 4 întreruptoare bidirecționale în curent și unidirecționale în tensiune ($T_i - D_i$, $T_{1i} - D_{1i}$, $T_i' - D_i'$, $T_{1i}' - D_{1i}'$, i=1÷3) și 2 diode (D_{Ui}, D_{Ui}') pentru introducerea flotantă a punctului neutru O (punct median al bateriei de condensatoare).

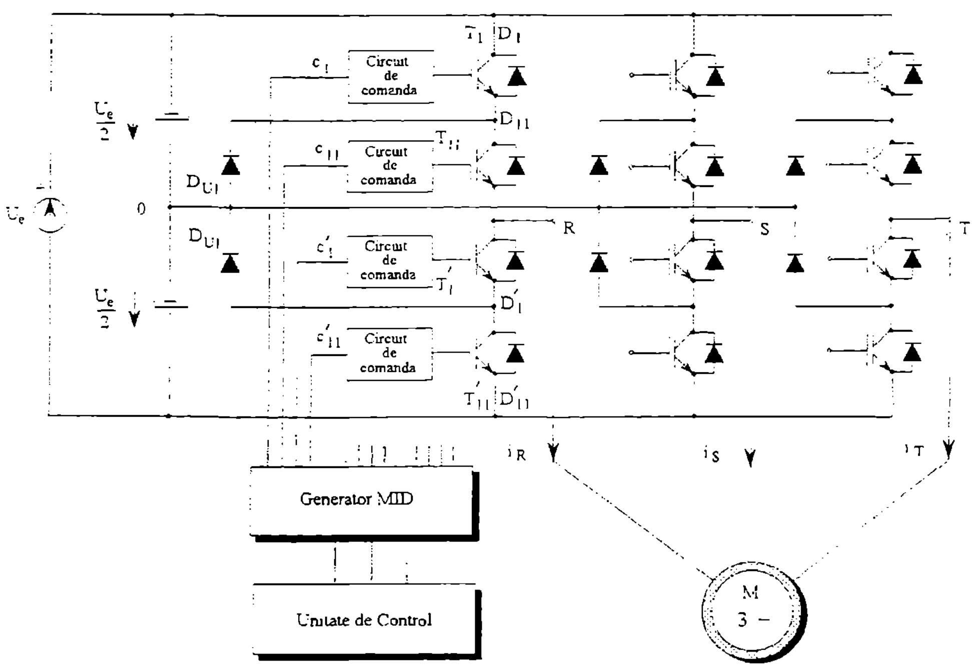


Fig. 9.108 Structura invertorului trifazat de tensiune în 3 nivele cu punct neutru flotant

Tensiunea de pol poate fi comutată spre tensiunea pozitivă $U_e/2$ (T_i și T_{1i} sunt în conducție), spre zero (T_{1i} sau T_i' sunt în conducție) sau spre tensiunea negativă $-U_e/2$ (T_i' și T_{1i}' sunt în conducție). S-au notat cu $c_i(t)$, $c_i'(t)$, $c_{1i}(t)$ și $c_{1i}'(t)$ variabilele logice care reprezintă semnalele de comandă ale tranzistoarelor T_i, T_i', T_{1i} și T_{1i}'. În tabelul 9.10 s-au definit tensiunile de pol în funcție de semnalele de comandă.

Creșterea numărului de nivele de tensiune la ieșirea invertorului prezintă următoarele avantaje:

- forma de undă a tensiunii se apropie tot mai mult de o sinusoidă;
- micșorarea factorului total al distorsiunilor armonice;
- reducerea oscilațiilor de curent și de cuplu;
- limitarea solicitărilor du/dt ca urmare a reducerii tensiunii comutate.

Utilizarea acestei structuri pentru 4 sau mai multe nivele complică foarte mult logica de comandă MID, preferându-se tot mai mult structura de invertor multinivel cu celule de comutație imbricate (§9.9.3). În plus, soluția cu celule de comutație imbricate rezolvă complet problema distribuției tensiunii la blocarea dispozitivelor semiconductoare.

Tabelul 9.10 **Definirea tensiunilor de pol în funcție de semnalele de comandă**

c_i	c_{1i}	c_i'	c_{1i}'	sign($i_R / i_S / i_T$)	$u_{RO} / u_{SO} / u_{TO}$
0	1	1	0	*	0
1	1	0	0	*	$U_e/2$
0	0	1	1	*	$-U_e/2$
0	1	0	0	-1 (negativ)	$U_e/2$ (D_i, D_{1i} *on*)
0	1	0	0	1 (pozitiv)	0
0	0	1	0	-1 (negativ)	0
0	0	1	0	1 (pozitiv)	$-U_e/2$ (D_i', D_{1i}' *on*)
1	1	1	0	-	scurtcircuit (a se evita)
0	1	1	1	-	scurtcircuit (a se evita)

9.9.2.2 Modulația MID dipolară

Modulația MID dipolară se obține printr-o adaptare corespunzătoare a modulației MID sinusoidale. În fig.9.109 s-a reprezentat principiul de bază al modulației pentru o fază. Comanda tranzistoarelor de pe fiecare braț rezultă din compararea a două unde de referință sinusoidale cu o undă purtătoare. Undele de referință sunt distanțate între ele cu amplitudinea undei purtătoare și defazate cu $2\pi/3$ pentru celelalte faze. Unda purtătoare este aceeași pentru fiecare fază și are o formă triunghiulară simetrică.

Prin compararea undelor de referință u_{ref_1} și u_{ref_11} cu purtătoarea u_p se obțin două trenuri de impulsuri care reprezintă secvențele de comandă pentru T_i și T_{1i} de pe faza R. Acestea s-au notat cu c_1, respectiv c_{11}, și sunt prezentate în fig.9.109. În cadrul brațului R, perechile de tranzistoare (T_i, T_i') și (T_{1i} T_{1i}') formează câte o celulă elementară de comutație. Se cunoaște că, în cadrul unei celule elementare de comutație, întreruptoarele sunt comandate de manieră complementară. Dacă se știe secvența de comandă pentru T_i, și T_{1i}

se pot determina comenzile pentru T_i' şi T_{1i}', notate cu c_i' şi c_{1i}' în aceeaşi figură. Ţinând seama de alura semnalelor de comandă şi de tabelul 9.10 se deduce tensiunea de pol u_{RO} (fig.109).

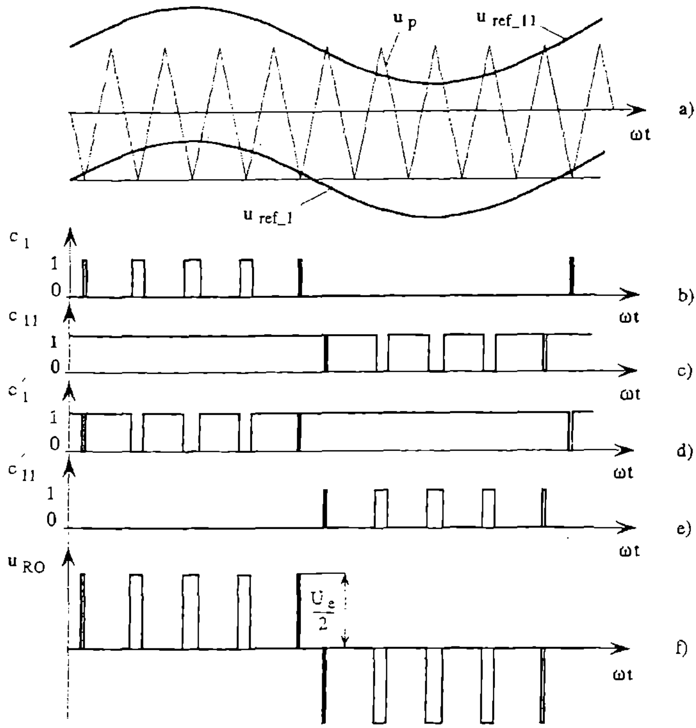


Fig. 9.109 Principiul modulaţiei MID dipolare.

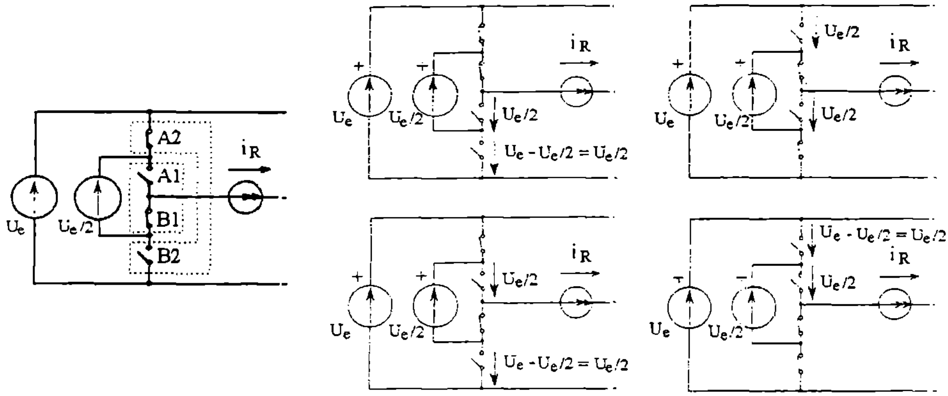
9.9.3 Invertorul de tensiune multinivel cu celule de comutaţie imbricate

Invertorul de tensiune multinivel cu celule de comutaţie imbricate completează gama invertoarelor de tensiune, fiind destinat aplicaţiilor de mare şi foarte mare putere. Prin intermediul acestor structuri s-a reuşit o uniformizare a distribuţiei tensiunilor la blocarea dispozitivelor semiconductoare şi o îmbunătăţire a factorului total al distorsiunilor armonice în comparaţie cu structurile prezentate.

9.9.3.1 Structura de bază pentru două celule de comutaţie

Structura de bază a unui braţ de punte în trei nivele (fig.9.110) se compune din 2 celule de comutaţie imbricate: (A_1, B_1) şi (A_2, B_2). În interiorul fiecărei celule de comutaţie se află câte două întreruptoare complementare bidirecţionale în curent şi unidirecţionale în tensiune (tranzistor+diodă în antiparalel). Se poate observa cu uşurinţă că, în această configuraţie, tensiunea aplicată fiecărui întreruptor în stare blocată este întotdeauna egală cu $U_e/2$ (fig.9.110). Ca urmare, această topologie rezolvă problema

echilibrării statice și dinamice a tensiunilor la blocarea întreruptoarelor, care este specifică structurilor în conexiune serie.



a) 3 nivele b) repartiția tensiunilor

Fig. 9.110 Structura de bază a invertorului trifazat de tensiune în 3 nivele cu celule de comutație imbricate -jumătate de punte.

Întreruptoarele care alcătuiesc celule de comutație diferite pot fi comandate la momente diferite de timp. Astfel, solicitările du/dt sunt limitate la valori accesibile. Dacă tensiunea aplicată la blocarea unui întreruptor este $U_e/2$ (și presupunând că tensiunea în conducție este zero), tensiunea furnizată de către celula de comutație (B_1, B_2) poate fi 0, $U_e/2$ sau U_e în funcție de numărul de întreruptoare deschise (0, 1 sau 2), asemănător cu cazul clasic al invertorului în trei nivele.

În practică, sursa de tensiune $U_e/2$ din fig.110,a trebuie înlocuită cu un condensator C_1 încărcat la această tensiune. În funcție de starea întreruptoarelor, curentul prin condensatorul C_1 poate fi $-I_R$ (B_1 și A_2 sunt în conducție), 0 (A_1 și A_2 sunt în conducție sau B_1 și B_2 sunt în conducție) sau $+I_R$ (A_1 și B_2 sunt în conducție). Prin urmare, curentul prin condensatorul C_1 poate fi modulat direct prin comanda corespunzătoare a întreruptoarelor din imediata apropiere. Această proprietate permite, după cum vom vedea în secțiunea următoare, menținerea constantă a tensiunii la bornele condensatorului atât în regim de funcționare ca chopper, cât și în regim de funcționare ca invertor.

9.9.3.2 Generalizare pentru *n* celule de comutație

Pentru a se determina treptele de tensiune care pot fi obținute în cazul general (fig.9.111), s-a considerat că tensiunile la bornele condensatoarelor îndeplinesc următoarea condiție:

$$U_{Ck} = k \cdot \frac{U_e}{n}, \quad k = 1, \dots, n \tag{9.205}$$

Tensiunea aplicată întreruptorului blocat din cadrul celulei de comutație k depinde numai de tensiunea la bornele condensatoarelor C_k și C_{k-1}, fiind dată de:

$$U_{off_k} = k \cdot \frac{U_e}{n} - (k-1) \cdot \frac{U_e}{n} = \frac{U_e}{n} \tag{9.206}$$

Ştiind că tensiunea la bornele unui întreruptor în stare blocată este U_e / n (şi presupunând că tensiunea la bornele întreruptorului în stare de conducţie este zero) se poate înţelege cu uşurinţă funcţionarea convertorului: tensiunea eliberată de către o celulă de comutaţie multinivel (B_1, B_2, ..., B_n) la orice moment de timp se determină prin multiplicarea treptei de tensiune U_e / n cu numărul întreruptoarelor blocate. Aceasta arată că există *n+1* nivele posibile de tensiune: 0, U_e / n, $2 \cdot U_e / n$, ..., U_e.

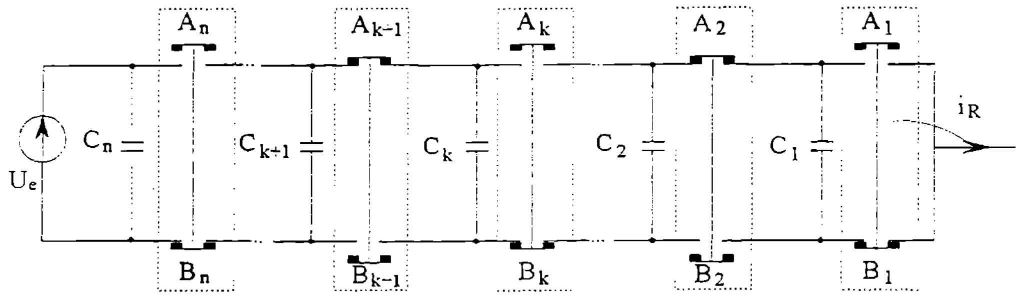


Fig. 9.111 Un braţ al convertorului multinivel pentru cazul generalizat cu *n* celule de comutaţie imbricate (*n+1* nivele de tensiune).

9.9.3.3 Strategia de comandă

Comanda celulelor de comutaţie multinivel trebuie să îndeplinească două cerinţe importante:

- compatibilitate cu $U_{Ck} = k \cdot U_e / n = \text{const.}$, $k = 1, \dots, n$;
- optimizarea spectrului de armonici.

În vederea definirii strategiei de comandă pentru cele *n* perechi de întreruptoare se presupune că valoarea iniţială a tensiunii U_{Ck} este dată de $U_{Ck} = k \cdot U_e / n$ (k=1,...,n) şi se studiază condiţiile necesare pentru menţinerea acestor tensiuni constante.

Fiecare condensator C_k este conectat între perechile de întreruptoare k şi $k+1$ (fig.9.112). În funcţie de starea acestora curentul prin condensator poate fi: $-I_R$, 0 sau $+I_R$ (s-a presupus că, $I_R = i_R = const.$ pe durata unei perioade de comutaţie T_p). Aceasta se poate exprima astfel:

$$i_{Ck} = \left(f_{c\,k} - f_{c\,k+1}\right) \cdot I_R \tag{9.207}$$

unde $f_{c\,k}$ şi $f_{c\,k+1}$ reprezintă funcţiile de conexiune pentru întreruptoarele A_k şi A_{k+1} şi pot să ia numai două valori: *0* sau *1* (în funcţie de starea întreruptoarelor). Această funcţie este dedicată întreruptorului şi nu unui braţ. De exemplu, $f_{c\,k}$=1 când întreruptorul A_k se află închis şi $f_{c\,k}$=0 când întreruptorul A_k se află deschis.

Pornind de la relaţia (9.207) se poate defini condiţia de stabilitate în regim permanent pentru tensiunea la bornele condensatoarelor U_{Ck} $(k = 1, \dots, n)$:

$$\bar{I}_{Ck} = 0 \Rightarrow \int_0^{Tp} i_R(t) \cdot \left(f_{ck} - f_{ck+1}\right) \cdot dt \Rightarrow \int_0^{Tp} \left(f_{ck} - f_{ck+1}\right) \cdot dt = 0 \qquad (9.208)$$

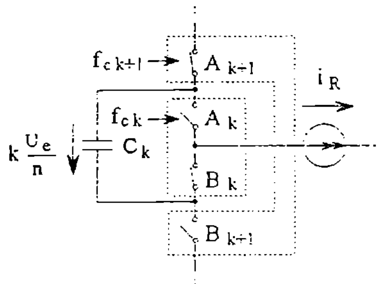


Fig. 9.112 Conectarea condensatorului C_k.

Soluția banală a ecuației (9.208) corespunde structurii clasice de conexiune a întreruptoarelor în serie, unde semnalele de comandă sunt identice. Dacă ar exista un singur semnal de comandă pentru toate întreruptoarele, curentul prin condensator ar fi tot timpul zero (teoretic) iar acestea nu ar mai fi necesare. Mult mai general, condiția de stabilitate este îndeplinită dacă semnalele de comandă (f_{ck}, f_{ck-1}) au aceeași durată de conducție în decursul unei perioade de comutație, chiar dacă acestea sunt defazate (s-a considerat tensiunea de alimentare continuă fără ondulații).

În cazul convertoarelor multinivel, obținerea unor durate de conducție egale pentru toate celulele unui braț necesită utilizarea a n unde purtătoare defazate T_p / n. Astfel condiția de stabilitate pentru condensatoarele C_1, C_2, ..., C_n este îndeplinită.

9.9.3.4 Invertorul în trei nivele

Structura de principiu a invertorului în trei nivele cu celulele imbricate (CI) este prezentată în fig.9.113,a.

Tensiunile de pol u_{RO}, u_{SO} și u_{TO} se determină în funcție de strategia de comandă. Comanda clasică adoptată pentru un braț constă în compararea unei unde de referință sinusoidală cu două unde purtătoare triunghiulare simetrice defazate cu 180° (fig.9.113,b). În urma procesului de comparare rezultă două funcții de conexiune pentru fiecare braț, f_{c1} și f_{c2}, definite în secțiunea precedentă.

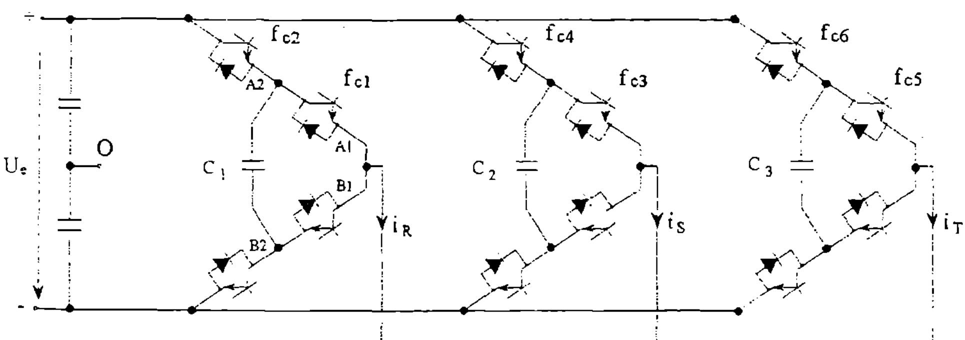
$$\begin{aligned} u_{ref_R} > u_{p1} \Rightarrow f_{c1} = 1, \quad u_{ref_R} > u_{p2} \Rightarrow f_{c2} = 1 \\ u_{ref_R} < u_{p1} \Rightarrow f_{c1} = 0, \quad u_{ref_R} < u_{p2} \Rightarrow f_{c2} = 0 \end{aligned} \qquad (9.209)$$

Funcționare

Odată comandat un întreruptor, indiferent de sensul curentului, acesta se închide. Dacă sensul curentului prin faza respectivă este conform cu tipul tranzistorului, acesta va circula prin tranzistorul comandat; dacă nu, va circula prin dioda de regim liber conectată la bornele tranzistorului în antiparalel. De exemplu, pentru f_{c1}=1, întreruptorul A_1 va fi închis, indiferent de sensul curentului prin circuitul de sarcină (i_R). În tabelul 9.11 se prezintă tensiunea de pol și traseele curentului de sarcină în funcție de comanda adoptată.

Tabelul 9.11 **Tesiunea de pol pentru brațul R**

f_{c2}	f_{c1}	i_R	u_{RO}	traseul curentului
1	1	* (+/-)	$U_e/2$	(+)- A_2 - A_1 -(R)
0	1	* (+/-)	0	B_2 - C_1 - A_1 -(R)
1	0	* (+/-)	0	A_2 - C_1 - B_1 -(R)
0	0	* (+/-)	$-U_e/2$	(-)- B_2 - B_1 -(R)



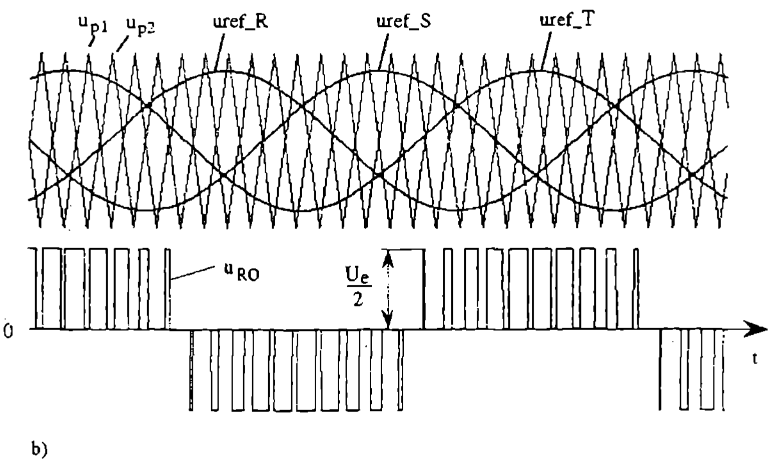


Fig. 9.113 Invertorul trifazat de tensiune în trei nivele CI: a) structura de principiu, b) strategia de comandă.

Deși fiecare întreruptor este comandat cu o frecvență de comutație f_p, în spectrul de armonici al formelor de undă de la ieșire (curenți, tensiuni) nu apar armonicele datorate comutației în jurul acestei frecvențe, ci doar în jurul frecvențelor $k \cdot f_p$, unde k=2, 4, 6,... . În concluzie, structura în trei nivele CI dublează la ieșire frecvența de comutație. Acest fapt permite micșorarea ondulațiilor de curent/cuplu, a pierderilor în mașină/convertor și utilizarea unor dispozitive de tensiune înaltă cu frecvențe de comutație mici.

9.10 Invertoare cu circuit rezonant

Invertoarele rezonante, sau cu circuit rezonant, sunt convertoare statice de putere cu comutatie comandată, a căror energie necesară comutației este stocată și furnizată de sarcină. Principiul de funcționare este bine cunoscut în electrotehnică: un circuit R, L, C este un circuit oscilant care, fiind alimentat la o tensiune de frecvența apropiată de frecvența proprie de oscilație, intră în rezonanță cu oscilații întreținute. Circuitul furnizează la ieșire un curent apropiat de cel sinusoidal dacă circuitul rezonant este serie, sau o tensiune cvasisinusoidală, dacă circuitul este paralel.

Ele sunt invertoare monofazate în punte utilizate pentru alimentarea sarcinilor care prezintă o inductivitate ridicată și care, cu ajutorul unor condensatoare montate în serie sau în paralel, sunt aduse la rezonanță. Exemple de astfel de sarcini apar în aplicații ca: încălzirea prin curenți de inducție, procedee de topire sau sudare a metalelor. Circuitul oscilant impune frecvența de comutație, condensatorul furnizând energia reactivă necesară comutației.

Alimentarea invertoarelor se face plecând de la o rețea monofazată sau trifazată, prin intermediul unui redresor. Invertoarele rezonante pot fi serie sau paralel, după modul de montare al condensatorului, în serie sau în paralel cu sarcina inductivă.

9.10.1 Invertoare cu circuit rezonant serie

Invertorul cu circuit rezonant serie este un invertor de tensiune. Schema este în punte (nu se utilizează semipuntea decât pentru puteri mici), așa cum se prezintă în fig. 9.114.

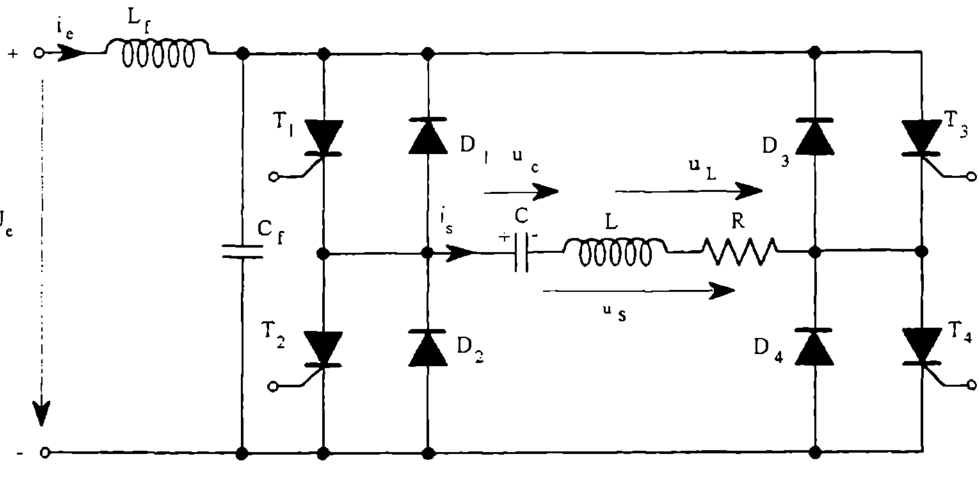


Fig. 9.114 Invertorul cu circuit rezonant serie.

Condensatorul este în serie cu sarcina inductivă reală şi împreună formează sarcina invertorului. Condensatorul are un rol triplu:

- furnizează energia reactivă necesară comutației;
- compensează energia reactivă consumată de sarcina inductivă;
- produce un defazaj capacitiv între curentul şi tensiunea la bornele sarcinii. Mulțumită acestui defazaj se poate evita conducția simultană a întreruptoarelor aceluiaşi braț al punții, deci scurtcircuitarea sursei.

Inductanța L_f limitează curentul absorbit de sarcină şi formează împreună cu C_f un filtru pentru tensiunea de intrare. Condensatorul C_f are şi rolul de acumulator de energie transferată prin invertor spre sursa de tensiune continuă, în intervalele în care $u_s i_s < 0$. Astfel, invertorul poate funcționa alimentat cu tensiune constantă. Curentul prin sarcină, aproximat prin fundamentala sa,şi tensiunea dreptunghiulară la bornele sarcinii sunt reprezentate în fig. 9.115. Succesiunea comenzilor întreruptoarelor este uşor de urmărit, deoarece ea este asemănătoare cu cea descrisă pentru invertorul de tensiune monofazat în punte (paragraful 9.2.3). Tiristoarele (sau tranzistoarele) sunt comandate două câte două: T_1 cu T_4, apoi T_2 cu T_3. Ele conduc când curentul şi tensiunea de sarcină au acelaşi semn ($u_s i_s > 0$). Când $u_s i_s < 0$ cele care conduc sunt diodele de regim liber.

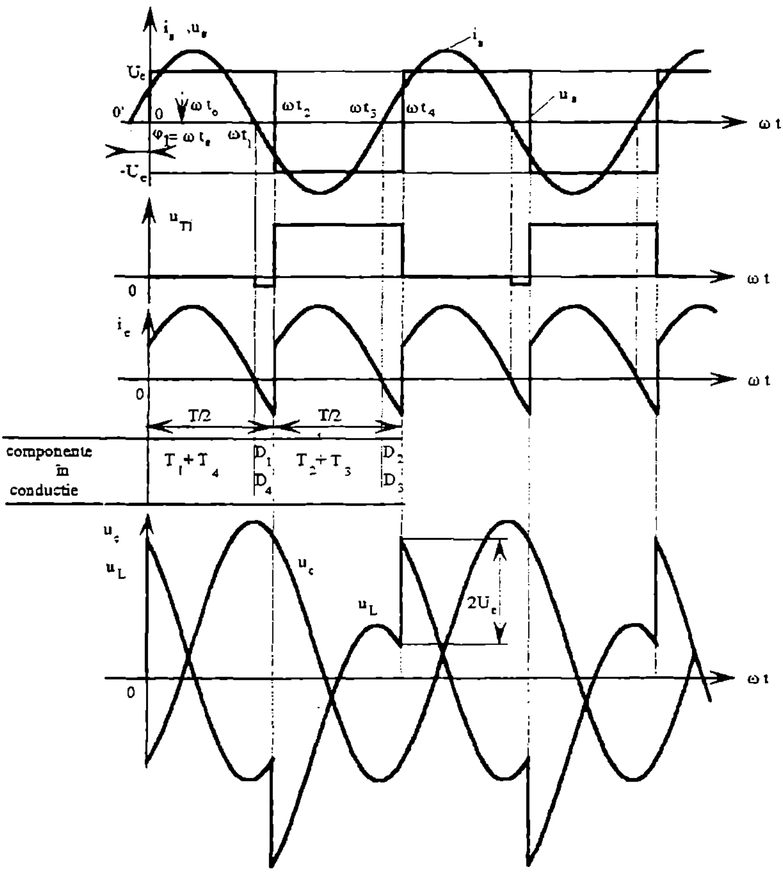


Fig. 9.115 Formele de undă pentru invertorul cu circuit rezonant serie.

Tensiunea la bornele sarcinii este dreptunghiulară. Dezvoltarea în serie este cunoscută (tabelul 1.1):

$$u_s(t)=\frac{4U_e}{\pi}\sum_{k=1;\Delta k=2}^{\infty}\frac{1}{k}\sin k\omega t \tag{9.210}$$

Curentul prin sarcină este deci:

$$i_s(t)=\frac{4U_e}{\pi}\sum_{k=1;\Delta k=2}^{\infty}\frac{1}{kZ_k}\sin(k\omega t-\varphi_k) \tag{9.211}$$

cu:

$$Z_k=\sqrt{R^2+\left(k\omega L-\frac{1}{k\omega C}\right)^2} \quad \text{și} \quad \varphi_k=\arctan\frac{k\omega L-\frac{1}{k\omega C}}{R},$$

unde $k=1,3,5,7\ldots$

Parametrii circuitului se calculează astfel încât curentul de sarcină să aibă o formă foarte apropiată de sinusoidă. Trebuie să se ramână în regim de rezonanță a circuitului, deci frecvența de comandă a tiristoarelor, f, va fi apropiată de frecvența proprie a circuitului, f_o, dar mai mică:

$$f<f_o=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{9.212}$$

În aceste condiții, fundamentala curentului i_s este foarte mare, comparativ cu armonicile superioare și putem considera:

$$i_s=i_{s1}=\frac{4U_e}{\pi}\frac{1}{Z_1}\sin(\omega t-\varphi_1) \tag{9.213}$$

cu:

$$Z_1=\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad \text{și} \quad \varphi_1=\arctan\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Condiția pentru a avea o comutație liberă este:

$$t_1<\frac{T}{2}.$$

Dar:

$$\omega_o t_1=\pi,$$

deci:

$$t_1=\frac{\pi}{\omega_o}<\frac{T}{2}\Rightarrow\pi\sqrt{LC}<\frac{1}{2f}\Rightarrow\sqrt{LC}<\frac{1}{2\pi f}\Rightarrow\sqrt{LC}<\frac{1}{\omega}\Rightarrow\sqrt{\omega L}<\frac{1}{\sqrt{\omega C}}\Rightarrow\omega L<\frac{1}{\omega C}$$

ceea ce semnifică faptul că reactanța totală este capacitivă și circuitul oscilant este supracompensat.

Valoarea capacității se stabilește ținând cont de dubla condiție: aceea de a avea o reactanță și un defazaj capacitiv. Pentru a obține o relație care să permită calculul capacității trebuie, mai întâi, să se detalieze funcționarea punții.

Se presupune că în momentul ωt_o tiristoarele T_1 și T_4 sunt în conducție, iar T_2 și T_3 sunt blocate și curentul de sarcină i_s are valoarea maximă. După ωt_o, i_s scade, până devine inferior curentului de menținere al tiristoarelor; T_1 și T_4 se blochează.

Din ωt_1, diodele de regim liber D_1 și D_4 intră în conducție, condensatorul se descarcă și curentul în sarcină își schimbă semnul, devenind negativ. Se transmite deci energie spre sursa de tensiune continuă. Cum sursa este de obicei un redresor necomandat, această energie nu poate fi transferată în rețeaua de curent alternativ. Ea este stocată de condensatorul C_f. Căderea de tensiune în diodele D_1 și D_4 reprezintă o tensiune inversă pentru tiristoarele T_1 și T_4, care le ajută să se blocheze și să-și recâștige capacitatea de blocare în direct.

Momentul t_2 în care tiristoarele T_2 și T_3 primesc comanda de amorsare trebuie să fie suficient de departe încât T_1 și T_4 să fie deja capabile să blocheze o tensiune directă. În același moment, diodele D_1 și D_4 se blochează, tensiunea de ieșire u_s devine negativă, de același semn cu curentul de sarcină i_s, care-și menține sensul trecând acum prin T_2 și T_3. Condensatorul se reîncarcă cu o polaritate inversă celei pe care a avut-o în ωt_o.

În ωt_3, când curentul tinde din nou spre zero, tiristoarele T_2 și T_3 se blochează, D_2 și D_3 permit curentului să se scurgă în sens pozitiv, chiar dacă tensiunea rămâne negativă. Condensatorul se descarcă și se reîncarcă din momentul ωt_4, când T_1 și T_4 primesc impulsul de amorsare. Fenomenele se repetă periodic.

Tensiunea u_C la bornele condensatorului este foarte apropiată de o sinusoidă și în cuadratură cu curentul de sarcină i_s. Tensiunea la bornele sarcinii rezistiv-inductive, notată cu u_L, rezultă din diferența $u_L = u_s - u_C$. Datorită fenomenului de rezonanță, această tensiune are valori de vârf mai ridicate decât tensiunea de sarcină u_s.

Din analiza acestei succesiuni a diferitelor etape de funcționare ale invertorului, rezultă că defazajul φ_1 între fundamentala curentului și tensiunea la bornele sarcinii u_s trebuie să fie suficient de mare pentru a permite blocarea în direct a tiristoarelor și pentru a evita astfel conducția simultană a tiristoarelor aceluiași braț al punții. Deci, trebuie ca:

$$t_s = \frac{\varphi_1}{\omega} = \frac{\varphi_1}{2\pi f} \geq t_q \tag{9.214}$$

unde: t_q este timpul de dezamorsare al tiristorului. Dar $\varphi_{max} = \frac{\pi}{2}$. Rezultă că frecvența maximă posibilă pentru invertoarele cu tiristoare este limitată la:

$$f_{max} = \frac{\pi/2}{2\pi t_s} = \frac{1}{4t_s} \tag{9.215}$$

cu: $t_s = (1{,}1 \ldots 1{,}2)t_q$.

Pentru o valoare aleasă a lui t_s, se poate calcula:

$$\tan\omega t_s = \tan\varphi_1 = \frac{\omega L - \dfrac{1}{\omega C}}{R} \tag{9.216}$$

Cum: $\omega L < \dfrac{1}{\omega C}$, partea dreaptă a egalității este negativă. Considerând $\varphi_1 < 0$, pentru a fi riguroși trebuie să modificăm relația (9.216):

$$-\left|\tan\omega t_s\right| = \frac{\omega L - \dfrac{1}{\omega C}}{R},$$

ceea ce dă imediat:

$$C = \frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{\omega L + R\left|\tan\omega t_s\right|}\right) \tag{9.217}$$

Capacitatea condensatorului de filtraj C_f trebuie să fie suficient de mare pentru a putea primi energia reactivă de la invertor atunci când acesta o trimite spre sursă, adică atunci când conducția curentului de sarcină este asigurată de către diodele de regim liber și $u_s i_s < 0$. Energia care trebuie să fie înmagazinată de către condensatorul C_f la fiecare semiperioadă este, cu originea timpilor în O′:

$$W_e = \frac{1}{2}C_f U_e^2 = \int_0^{t_s} U_e i_s \mathrm{d}t = \frac{1}{\omega}\int_0^{\varphi_1} U_e \hat{I}_s \sin\omega t \,\mathrm{d}\omega t = \frac{U_e}{\omega}\hat{I}_s\left(1-\cos\varphi_1\right),$$

unde, în conformitate cu relația (9.211):

$$\hat{I}_s = \frac{4U_e}{\pi}\frac{1}{Z_1}.$$

Aceste ultime două ecuații dau valoarea minimă pentru C_f:

$$C_f \geq \frac{8}{\pi\omega Z_1}\left(1-\cos\varphi_1\right) \tag{9.218}$$

Condensatorul C_f este deci cu atât mai mare cu cât defazajul este mai mare, deci tiristoarele mai puțin performante. Toți curenții depind de acest defazaj:

- valoarea medie a curentului prin tiristor:

$$\bar{I}_{T1} = \frac{1}{T}\int_{\varphi_1/\omega}^{\pi/\omega} \hat{I}_s \sin\omega t \,\mathrm{d}t = \frac{\hat{I}_s}{2\pi}\left(1+\cos\varphi_1\right);$$

- valoarea medie a curentului prin diodă:

$$\bar{I}_{D1} = \frac{1}{T}\int_0^{\varphi_1/\omega} \hat{I}_s \sin\omega t \,\mathrm{d}t = \frac{\hat{I}_s}{2\pi}\left(1-\cos\varphi_1\right).$$

Dacă se face bilanțul energetic pentru o semiperioadă:

$$W = \frac{T}{2} U_e \bar{I}_e = U_e \int_0^{\pi/\omega} \hat{I}_s \sin(\omega t - \varphi_1)\, dt = U_e \frac{\hat{I}_s}{\omega} 2\cos\varphi_1,$$

se obține,cu $\omega = 2\pi / T$, valoarea medie a curentului absorbit și puterea la ieșirea invertorului:

$$\bar{I}_e = \frac{\hat{I}_s}{\pi} 2\cos\varphi_1 \quad \text{și} \quad P_d = 2\frac{U_e \hat{I}_s}{\pi} \cos\varphi_1 \tag{9.219}$$

Această putere poate fi deci mărită, crescând tensiunea sursei continue sau micșorând defazajul capacitiv.

Pentru pornire, acest invertor are nevoie de un condensator auxiliar, fie pe partea sarcinii, fie pe partea sursei continue, pentru a furniza energia necesară primei oscilații.

Montajul in punte este cel mai des utilizat. La puteri scăzute se mai pot întâlni și montaje în semipunte, cu divizor capacitiv, pentru a avea acces la punctul median al sursei.

Acest divizor are și rolul de condensator de filtrare C_f (fig. 9.116,a). Cum $C_f >> C$, se pot considera cam de aceeași valoare $\frac{C \cdot C_f}{C + C_f}$ și C, deci existența lui C_f modifică puțin calculul circuitului rezonant. Condensatorul C se poate utiliza și ca divizor (fig. 9.116,b), mai ales dacă invertorul funcționează la frecvențe ridicate.

O altă soluție posibilă este cea a unui divizor asimetric, așa cum se prezintă în fig. 9.116,c, unde sarcina este alimentată prin trepte unidirecționale de tensiune.

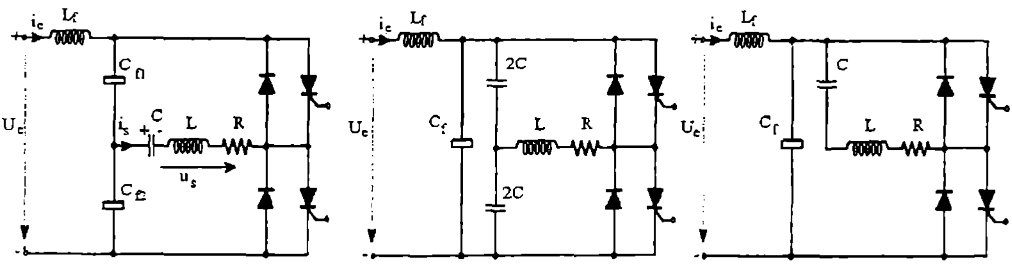


Fig. 9.116 Variante în semipunte pentru invertorul cu circuit rezonant serie.

9.10.2 Invertoare cu circuit rezonant paralel

Datorită rezonanței paralele, la ieșirea acestui tip de invertor se obține o tensiune sinusoidală și un curent dreptunghiular defazat înainte în raport cu tensiunea. Acesta este deci un invertor de curent.

Schema este în punte (fig. 9.117) și curentul trece numai prin tiristoare. Întreruptoarele trebuie să fie deci unidirecționale în curent și bidirecționale în tensiune, iar diodele de regim liber nu mai sunt necesare.

Condensatorul C are același rol ca în cazul invertorului cu circuit rezonant serie, dar este conectat în paralel cu sarcina inductivă. Valoarea sa trebuie să fie cea pentru care

impedanța totală este capacitivă. Inductanța L_f are valoare mare, deoarece invertorul trebuie să fie alimentat la curent constant.

Funcționarea poate fi urmărită pe diagramele din fig. 9.118. Considerăm că în ωt_o T_1 și T_4 conduc. Condensatorul C se încarcă cu polaritatea din fig. 9.117. Tensiunea u_s este sinusoidală: $u_s = \hat{U}_s \sin(\omega t + \varphi)$, cu originea timpilor în O și considerând $\varphi < 0$.

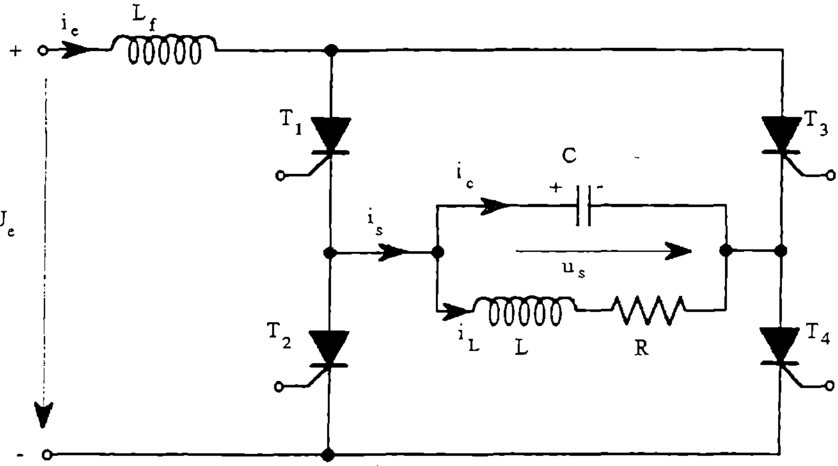


Fig. 9.117 Invertor cu circuit rezonant paralel.

În ωt_1 tiristoarele T_2 și T_3 primesc impulsul de comandă. De la amorsarea lui T_2 și T_3 condensatorul C se descarcă prin T_2, sursă și T_3. În timpul descărcării, acesta aplică tiristoarelor T_1 și T_4 o tensiune inversă asigurându-le astfel blocajul. Se poate considera că, în timpul comutației, condensatorul C și tiristorul T_3 formează un circuit de blocare pentru T_1, condensatorul C și tiristorul T_2 având același rol pentru T_4.

Curentul i_L prin inductanță are o formă apropiată de sinusoidă și este aproximativ în cuadratură cu tensiunea de sarcină u_s. Curentul prin condensator, notat i_C rezultă din diferența $i_C = i_s - i_L$. El are valori de vârf mai ridicate decât curentul de sarcină i_s, datorită fenomenului de rezonanță.

Dezvoltarea în serie Fourier a curentului este dată de relația (vezi tabelul 1.1):

$$i_s(t) = \frac{4I_e}{\pi} \sum_{k=1;\Delta k=2}^{\infty} \frac{1}{k} \sin k\omega t \tag{9.220}$$

cu valoarea de vârf a undei fundamentale: $\hat{I}_{s1} = \frac{4I_e}{\pi}$ și valoarea efectivă:

$$I_{s1} = \frac{4I_e}{\pi\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_e.$$

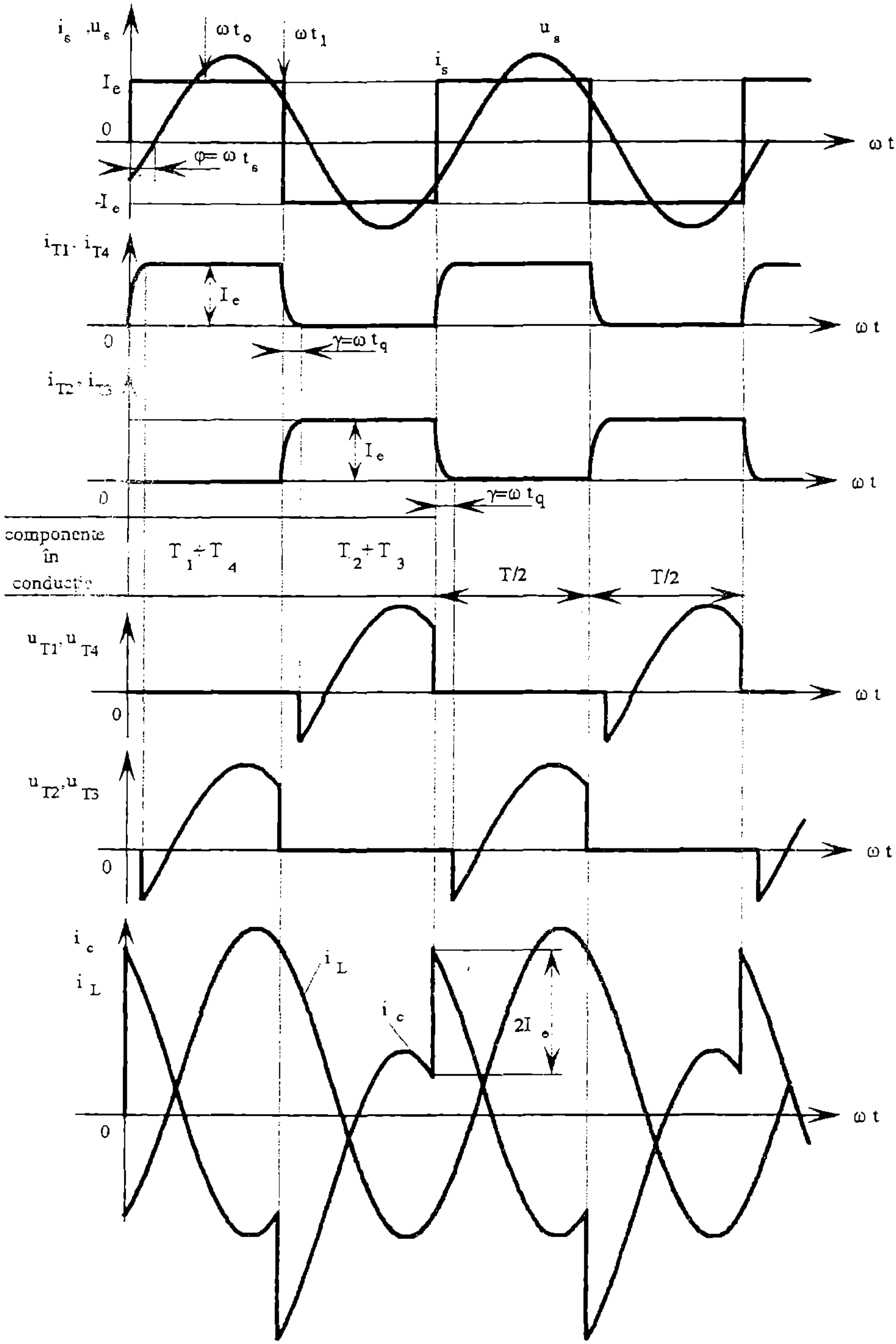


Fig. 9.118 Formele de undă pentru invertorul cu circuit rezonant paralel.

Dacă se face bilanțul energetic pentru o semiperioadă:

$$W = \frac{T}{2}\overline{U}_e I_e = I_e \int_0^{\pi/\omega} \hat{U}_s \sin(\omega t - \varphi)\,dt = I_e \frac{\hat{U}_s}{\omega} 2\cos\varphi,$$

se obține valoarea de vârf a tensiunii de ieșire și a puterii:

$$\hat{U}_s = \frac{\pi \overline{U}_e}{2\cos\varphi} \quad \text{și} \quad P_d = 2\frac{I_e \hat{U}_s}{\pi}\cos\varphi \tag{9.221}$$

Această putere poate fi crescută prin mărirea curentului sursei continue sau prin micșorarea defazajului capacitiv.

Pentru o funcționare corectă, defazajul trebuie să fie negativ:

$$\varphi = \arctan\frac{\omega L}{R}\left(1 - \omega^2 LC\right) < 0, \qquad \text{deci:}$$

$$\omega > \omega_o \Rightarrow f > f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{9.222}$$

Se notează: $t_s = \frac{\varphi}{\omega}$ și $t_k = \frac{\gamma}{\omega}$. Intervalul $t_s - t_k$ trebuie să fie suficient pentru a permite blocarea tiristorului: $t_s - t_k > t_q$. Limita inferioară a lui φ este impusă deci, de valoarea timpului de dezamorsare al tiristorului și de timpul corespunzător unghiului de comutație γ.

În acest invertor, curentul prin fiecare tiristor este independent de defazaj, caz contrar invertorului cu circuit rezonant serie: valorile medie și eficace vor fi $\overline{I}_T = \frac{I_e}{2}$ și $I_T = \frac{I_e}{\sqrt{2}}$. Valoarea maximă a tensiunii directe este $\hat{U}_s$; trebuie să se asigure deci:

$$U_{DRM} = (1{,}5 \ldots 2{,}5)\hat{U}_s.$$

Alimentarea invertorului trebuie să fie făcută printr-un redresor comandat, deoarece invertorul cu circuit rezonant paralel nu poate lucra la o tensiune continuă constantă: creșterea defazajului conduce la o tensiune $\hat{U}_s$ mai ridicată, deci la o putere primită mai mare și o suprasolicitare a dispozitivelor semiconductoare.

Pentru a menține nivelul de putere trebuie să se modifice parametrii sursei prin comanda tiristoarelor.

Acest invertor are nevoie, pentru pornire, de o frecvență minimă. El trebuie să fie prevăzut cu un circuit auxiliar de pornire, circuit format dintr-un condensator, o inductanță și un tiristor auxiliar.

La amorsarea acestui tiristor, condensatorul se descarcă oscilant pe sarcina invertorului, care este astfel parcursă de o semialternanță de curent.

Circuitul de comandă al invertorului sesizează acest curent și comandă tiristoarele principale.

9.10.3 Comparație între invertorul cu circuit rezonant serie și cel cu circuit rezonant paralel

Pentru a putea alege cea mai convenabilă soluție, trebuie analizată comportarea în timpul exploatării și costul ansamblului: redresor, invertor și protecție.

Redresorul este mai costisitor pentru alimentarea invertorului paralel, deoarece el trebuie să fie comandat.

Defazajul minim, proporțional cu timpul de dezamorsare al tiristoarelor, depinde de frecvența de lucru. Frecvența maximă este mai mare pentru invertorul cu circuit rezonant serie, deoarece pentru invertorul paralel trebuie să se țină seama de timpul de comutație t_k.

Funcționarea invertorului cu circuit rezonant serie începe de la o frecvență oarecare. Funcționarea invertorului cu circuit rezonant paralel începe la o frecvență minimă impusă.

Comanda invertorului cu circuit rezonant serie este mai simplă, deoarece tiristoarele sunt comandate la $t_s > t_q$, după trecerea naturală prin zero a curentului de sarcină. Pentru invertorul paralel, comanda trebuie să se facă înainte de trecerea prin zero a tensiunii, pentru a asigura timpul minim necesar pentru blocare. Circuitul de protecție este mai simplu în cazul invertorului paralel. Inductanța mare L_f limitează curentul I_e în cazul unui defect de comandă sau al unui scurtcircuit al sarcinii.

Când invertorul cu circuit rezonant serie are un defect, condensatorul C_f se descarcă prin tiristoarele în conducție și le poate distruge. Așadar, este necesar să se introducă un circuit suplimentar de descărcare pentru C_f și să se ia măsuri pentru limitarea pantei și a nivelului curentului de descărcare. Cel mai recomandat este un întreruptor limitator, ultra-rapid. Costul protecției nu variază prea mult cu puterea vehiculată. Riscul de punere în scurtcircuit a sursei de tensiune continuă prin amorsarea defectuoasă și conducția simultană a tiristoarelor aceluiași braț al punții există și pentru invertorul paralel.

În concluzie, este recomandat să se utilizeze invertoarele cu rezonanță paralelă pentru puteri medii și mici și invertoarele cu rezonanță serie pentru puteri mari.

9.11 Convertoare de frecvență indirecte

Convertoarele de frecvență indirecte sunt numite și convertoare cu circuit intermediar și sunt formate dintr-un redresor și un invertor. Redresorul și invertorul sunt separate printr-un filtru de netezire. Acest filtru stabilește tipul de invertor de utilizat (fig. 9.119).

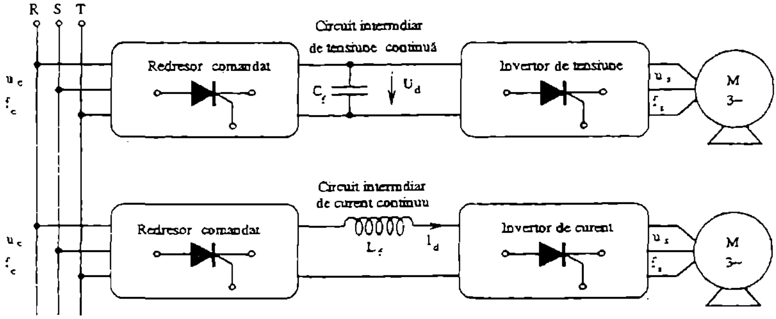


Fig. 9.119 Schema bloc a convertoarelor de frecvență indirecte.

9.11.1 Convertoare de frecvență cu comutație comandată

Aceste convertoare de frecvență conțin un invertor cu comutație comandată, la fel cu cele prezentate până aici, în acest capitol.

Dacă filtrul intermediar este de tensiune, cu un condensator de capacitate ridicată, invertorul trebuie să fie și el de tensiune, cu întreruptoare bidirecționale în curent și unidirecționale în tensiune, deci formate dintr-un dispozitiv comandat, în paralel invers cu o diodă (subcapitolul 9.5). Dispozitivele semiconductoare utilizate sunt rapide, supratensiunile care apar la blocarea acestora fiind limitate de către protecție.

Dacă filtrul intermediar este de curent, cu o inductanță de valoare ridicată, invertorul trebuie să fie și el de curent, cu întreruptoare bidirecționale în tensiune și unidirecționale în curent (subcapitolul 9.5). Din cauza valorii ridicate a inductanței, supratensiunile la blocarea sunt foarte mari și nu pot fi reduse decât prin creșterea timpului de blocare. Dispozitivele semiconductoare comandate sunt deci lente și cu tensiuni inverse foarte ridicate.

Convertoarele directe iau de la rețeaua primară, de frecvență f_e, toată energia reactivă necesară comutației și reglajului de fază. Receptorul poate fi pasiv. Convertoarele indirecte au nevoie de un receptor capabil să furnizeze putere reactivă pentru comutația și reglajul întreruptoarelor invertorului.

Convertoarele de frecvență indirecte, cu circuit intermediar, sunt utilizate pentru alimentarea mașinilor sincrone și asincrone, sau pentru realizarea unei legături elastice între două rețele alternative. Aproape o treime din energia furnizată la 50Hz este utilizată de motoarele electrice, în special asincrone. Convertoarele de frecvență trebuie să fie capabile să modifice amplitudinea și frecvența tensiunii de ieșire, pentru a face posibil reglajul vitezei în limite largi, fără a provoca saturația mașinii. Pentru convertoarele de frecvență cu invertor comandat cu MID frecvența variază de obicei în domeniul 10...100Hz, dar acest interval se poate mări de la 0Hz până la aproximativ 1.000Hz.

Cel mai frecvent aceste convertoare lucrează cu reglaj simultan al amplitudinii și frecvenței, pentru a menține constant și egal cu valoarea nominală, raportul $\frac{U_s}{f_s}$. În acest mod fluxul maxim pe fiecare pol și cuplul maxim rămân constante și egale cu valorile lor nominale (reglaj la flux constant). La frecvențe joase și în regim dinamic, acest reglaj nu se poate face în acest mod și s-a dezvoltat o altă tehnică de reglaj, mai complexă, cu orientare după câmp.

Legătura între două rețele se face de obicei în cazul transportului de energie la tensiune continuă înaltă. Circuitul intermediar este format de linia de transport, care poate avea multe sute de kilometri și o capacitate foarte mare. Frecvența celor două rețele poate fi aceeași, dar convertorul de frecvență este necesar pentru că cele două rețele nu sunt niciodată în sincronism (legătură elastică). Fiecare rețea este capabilă să furnizeze energia reactivă necesară, deoarece ea conține una sau mai multe centrale electrice cu generatoare sincrone.

9.11.2 Convertoare de frecvență cu sarcină cu circuit rezonant

Aceste convertoare sunt tot cu comutație naturală, dar energia reactivă este furnizată de receptorul care este un circuit pasiv. Invertorul este un invertor cu circuit rezonant, deci monofazat.

Ele sunt utilizate cel mai des pentru alimentarea echipamentelor de încălzire prin inducție la frecvență variabilă în domeniul 500Hz la 25kHz.

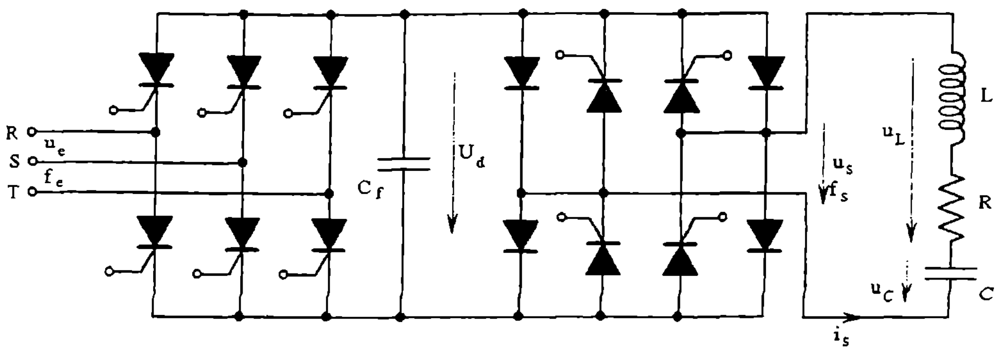


Fig. 9.120 Convertorul de frecvență cu sarcină cu circuit rezonant serie.

Dacă sarcina este cu circuit rezonant serie, invertorul trebuie să fie "de tensiune" și filtrul trebuie să aibă un condensator de capacitate mare, presupusă infinită, astfel încât tensiunea de ieșire a redresorului să poată fi considerată complet netedă.

Formele de undă sunt prezentate în fig. 9.115 și un posibil montaj, în fig. 9.120. Frecvența $f = f_s$ este impusă de frecvența proprie a circuitului rezonant, rămânând puțin mai mică decât aceasta (relația 9.212).

După trecerea prin zero a curentului de sarcină trebuie să se aștepte un timp t_s (relația 9.214) înainte de a comanda celelalte tiristoare ale invertorului.

Controlul acestui tip de convertor este destul de simplu: trebuie să se detecteze trecerea prin zero a curentului și să se întârzie cu t_s comanda celorlalte două tiristoare.

Frecvența se adaptează automat la fiecare variație a inductanței și a rezistenței de sarcină antrenate de variația temperaturii.

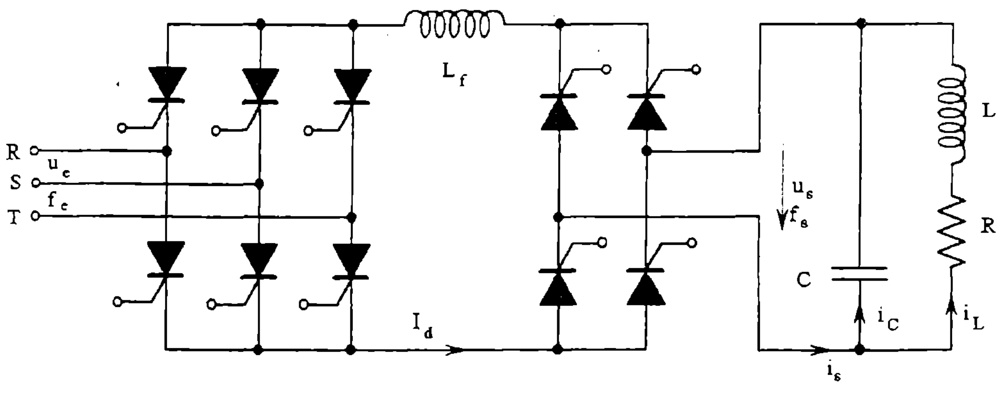


Fig. 9.121 Convertor de frecvență cu sarcină cu circuit rezonant paralel.

Dacă sarcina este cu circuit rezonant paralel invertorul trebuie să fie "de curent" și filtrul trebuie să aibă o inductanță de valoare mare, presupusă infinită, astfel încât curentul de ieșire din redresor să poată fi considerat complet neted.

Formele de undă sunt prezentate în fig. 9.118 și un posibil montaj în fig. 9.121. Frecvența $f = f_s$ este impusă de frecvența proprie a circuitului rezonant, ramânând mereu mai mare ca aceasta (relația 9.222).

Dacă sarcina este un cuptor cu inducție, parametrii săi (inductanță și rezistență) variază cu temperatura. Convertorul trebuie să fie prevăzut cu posibilitatea de urmărire a acestor variații și de adaptare a frecvenței $f = f_s$.

10

CONVERTOARE NEPOLUANTE ȘI FILTRE ACTIVE

Poluarea rețelelor de distribuție este datorată conectării la ele a sarcinilor, care determină un schimb important de putere reactivă sau o absorbție de curenți armonici. Ca efect, la putere activă consumată dată, puterea reactivă antrenează o creștere a valorii efective a curenților absorbiți de către sarcină, deci și o creștere a pierderilor în lungul liniei de transport; se vorbește atunci de un factor de putere slab.

Absorbția curenților armonici conduce de asemenea la un factor de putere slab și produce căderi de tensiune pe linie nesinusoidale, care deformează tensiunile disponibile pentru consumatorii vecini.

Această poluare este în principal datorată convertoarelor statice care au fost studiate în capitolele precedente. Până în ultimii ani, numai convertoarele de puteri mari făceau obiectul atenției și beneficiau de sisteme de depoluare ca: baterii de condensatoare, compensatoare statice pentru compensarea componentei respective și/sau filtre pasive pentru reducerea armonicilor de curent.

Astăzi, numărul crescut de convertoare de mică sau medie putere, prezente în toate ramurile industriei, dar și în instalațiile casnice, conduce la o poluare suficient de importantă ca ea să nu poată fi neglijată.

În același timp, soluțiile clasice folosite la puterile mari sunt prea costisitoare și prea voluminoase pentru a putea fi implantate și la instalațiile mici.

Convertoarele care poluează rețeaua de distribuție pot fi de natură diferită: redresoare, variatoare, cicloconvertoare, etc.. Totuși, redresoarele (de mică și medie putere) constituie cea mai mare parte a convertoarelor poluante.

Aceste redresoare au ca obiectiv furnizarea unei tensiuni continue care va alimenta, de exemplu, o sursă în comutație sau invertorul unui variator de viteză. Ele sunt constituite dintr-un redresor cu diode și un condensator de valoare mare, utilizat ca filtru de ieșire.

Schemele acestor redresoare sunt prezentate în capitolul 2.

În fig. 10.1 sunt reprezentaţi curenţii absorbiţi de redresoarele în punte: monofazată PD2 (B2) (fig. 2.26) şi trifazată PD3 (B6) (fig. 2.37). Aceşti curenţi conţin multe armonici şi constituie o sursă de poluare importantă. Legarea redresorului monofazat între fază şi neutru determină apariţia unui curent prin firul neutru, care are o frecvenţă triplă faţă de cea a reţelei şi amplitudinea comparabilă cu cea a curenţilor de fază (fig. 10.2). O astfel de situaţie impune subexploatarea instalaţiei, adică nu este posibil să se consume puterea pentru care aceasta a fost dimensionată.

Progresele în materie de electronică de putere permit în zilele noastre combaterea acestei poluări, fie construind convertoare nepoluante, care absorb curenţi sinusoidali, fie utilizând un filtru activ în amonte de montajul poluant. Subcapitolul 10.1 tratează convertoarele nepoluante, iar subcapitolul 10.2 va fi consacrat filtrelor active.

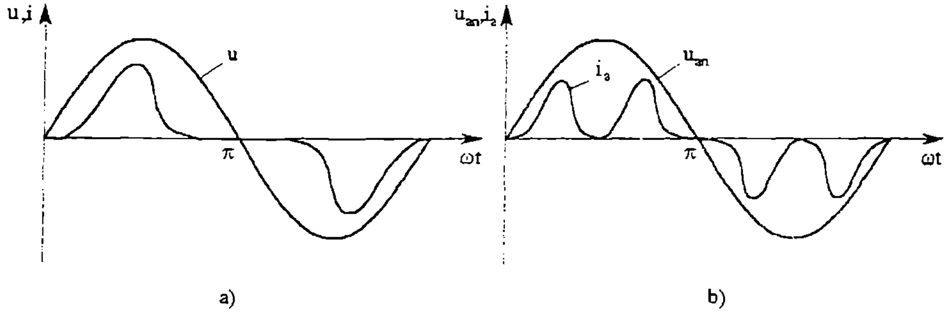


Fig. 10.1 Curenţii absorbiţi de redresoare: a) PD2 (B2); b) PD3 (B6).

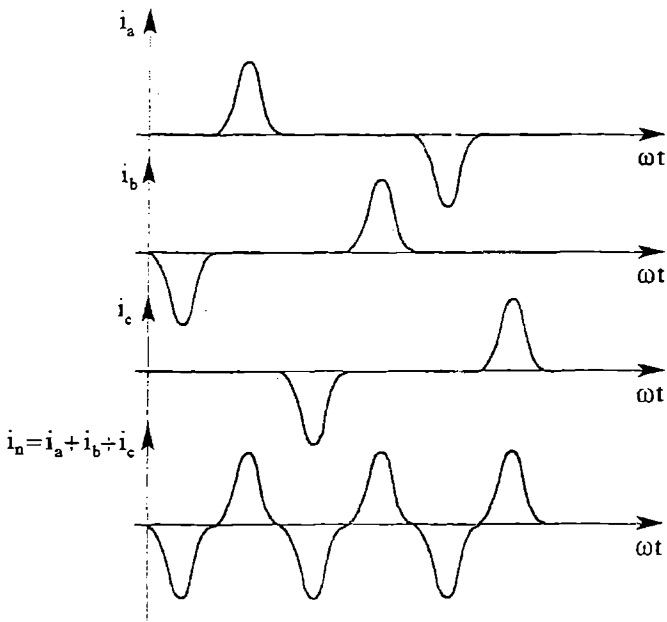


Fig. 10.2 Curenţii de fază şi prin neutrul unei instalaţii poluate de redresoare monofazate.

10.1 Convertoarele cu absorbție sinusoidală de curent

Pentru a reduce poluarea rețelelor de distribuție se pot înlocui redresoarele poluante cu convertoare cu absorbție de curent sinusoidal. Cele două structuri principale sunt preregulatoarele pentru corecția factoului de putere (P.F.C: Power Factor Controller) și redresoarele cu modularea în lățime a impulsurilor (MLI; PWM).

10.1.1 Preregulatoare pentru corecția factorului de putere (PFC)

Acest tip de convertor este preferat redresorului MLI, pentru montajele de putere mică (<1kW). Concepția sa este simplă, dar el nu permite recuperarea energiei în rețea. Este constituit dintr-un redresor cu diode urmat de un etaj chopper paralel (fig. 10.3).

Chopper-ul este comandat astfel încât să absoarbă un curent de la rețea cât mai sinusoidal posibil; un condensator la ieșire permite minimizarea ondulațiilor tensiunii. Această structură este, prin natură, ridicătoare. Deci, avem $U_C > \hat{U}$, unde $\hat{U}$ reprezintă valoarea de vârf a tensiunii la intrare u, adică a tensiunii rețelei.

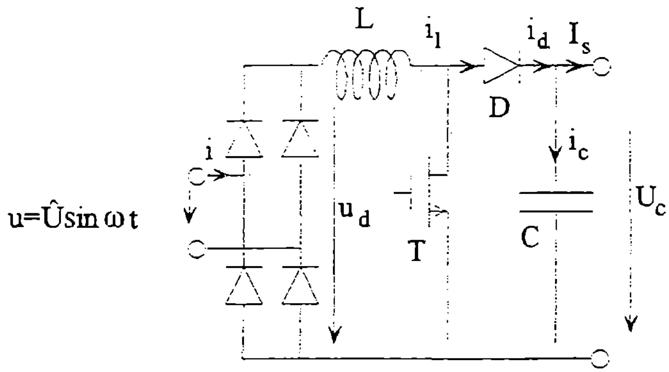


Fig. 10.3 Preregulatorul pentru corecția factorului de putere.

Această structură este interesantă, în măsura în care:

- în general izolarea galvanică între ieșirea și intrarea sistemului nu este necesară. Dacă este necesară, poate fi asigurată printr-un etaj de conversie în aval (de exemplu sursă în comutație);
- este necesar să se regleze tensiunea la ieșire U_c , structura permițând acest lucru; aplicațiile sunt numeroase.

Pentru a înțelege principiul de funcționare al acestui montaj, se consideră, pentru început, tensiunea la ieșire perfect continuă.

Curentul i trebuie să fie sinusoidal, curentul i_l în inductanța L trebuie deci să fie de forma "sinusoidal redresat"; se notează cu i_l^* curentul dorit (fig. 10.4). Când curentul real i_l este mai mic decât $i_l^* - \varepsilon$ se închide tranzistorul T: curentul i_l crește.

Când i_l este superior lui $i_l^* + \varepsilon$ se deschide tranzistorul T, dioda D intră în conducție pentru a lăsa să treacă curentul i_l, care scade, întrucât U_C este tot timpul mai mare ca $\hat{U}$.

Curentul i_l este cvasi-sinusoidal pe o semiperioadă a reţelei; el conţine armonici de înaltă frecvenţă datorate comutaţiei. Tehnica utilizată aici este cea a comenzii cu histerezis, care conduce la o frecvenţă de comutaţie variabilă.

Există şi alte tipuri de comandă.

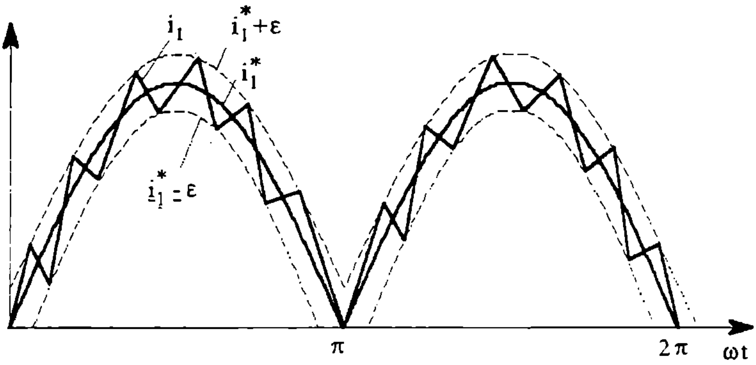


Fig. 10.4 Curentul în inductanţa L din fig. 10.3.

În comanda cu frecvenţă constantă tranzistorul este comandat la deschidere când curentul i_l atinge valoarea de referinţă. El este repus în conducţie când perioada de comutaţie este atinsă.

La comanda în mod de conducţie critică (fig. 10.5 şi 10.6) se blochează tranzistorul când curentul i_l atinge valoarea $2i_l^*$ şi se comandă conducţia tranzistorului T când curentul i_l se anulează.

În fig. 10.6 se prezintă alura curentului i_l obţinut. La ieşirea din redresorul cu diode este plasat un condensator C_e pentru a elimina armonicile conţinute în curentul i_l, valoarea sa rămânând totuşi scăzută, pentru a nu deforma tensiunea redresată u_c. Curentul i' în amonte de condensator este reprezentat în fig. 10.6.

Acest tip de comandă este cel folosit în cea mai mare parte a circuitelor integrate de comandă, destinate preregulatoarelor pentru corecţia factorului de putere.

Aceste comenzi diferite permit sintetizarea formei sinusoidale redresate a curentului i_l. Amplitudinea maximă $\hat{I}_l$ a acestui curent depinde de puterea absorbită de sarcină, pe care nu o cunoaştem dinainte şi care poate evolua în timp. Această sarcină poate fi modelată de o rezistenţă echivalentă R_{eq}, deci puterea la ieşire va fi:

$$P_s = \frac{U_c^2}{R_{eq}} \tag{10.1}$$

La intare, tensiunea şi curentul fiind ambele sinusoidale, puterea la intrare se exprimă prin:

$$P_e = UI = \frac{U\hat{I}}{\sqrt{2}} = \frac{U\hat{I}_l}{\sqrt{2}} \tag{10.2}$$

$\hat{I}$ reprezintă valoarea maximă a curentului i şi $\hat{I}_l$ valoarea maximă a curentului i_l în inductanţa L.

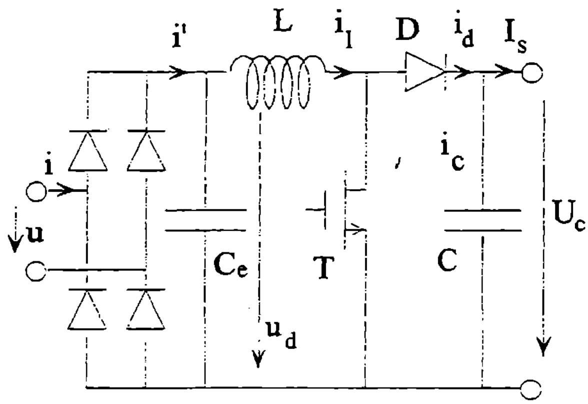


Fig. 10.5 Locul lui C_e.

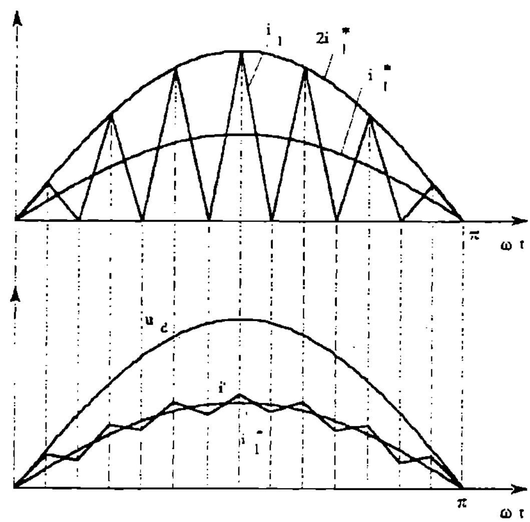


Fig. 10.6 Curenții i_l și i'.

În regim stabilzat, când se neglijează pierderile în redresor, avem $P_S = P_c$, de unde:

$$\hat{I}_l = \frac{U_c^2}{R_{eq}} \frac{\sqrt{2}}{U} \tag{10.3}$$

Amplitudinea lui $\hat{I}_l$ va fi construită plecând de la un regulator de tip PI care controlează tensiunea U_C la bornele condensatorului de ieșire.

Schema de principiu a comenzii este cea din fig. 10.7. Curentul de referință i_l^* este obținut multiplicând $\hat{I}_l$ printr-un semnal de aceeași formă de undă ca u_d, dar de amplitudine maximă egală cu I, altfel zis se multiplică $\hat{I}_l$ prin $u_d / \hat{U}$.

Blocul *Modulator MLI* conţine una din tehnicile de comandă descrise anterior, fie comanda prin histerezis, fie comanda cu frecvenţă constantă sau comanda în mod de conducţie critică. Se poate pune un filtru trece-jos în circuitul de măsurare a tensiunii U_C, pentru a elimina influenţa unei eventuale ondulaţii a tensiunii la ieşire.

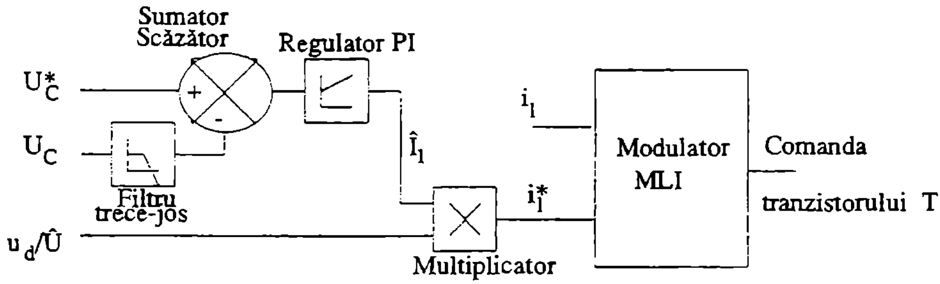


Fig. 10.7 Comanda unui PFC.

Până acum, s-a considerat tensiunea la ieşire perfect constantă. De fapt, valoarea condensatorului de ieşire limitează odulaţia acestei tensiuni. Această ondulaţie poate fi determinată plecând de la conservarea puterii instantanee între intrarea şi ieşirea chopper-ului paralel.

Puterea la intrare va fi:

$$p_e = U\sqrt{2}\sin\omega t \cdot \hat{I}\sin\omega t = \frac{U\hat{I}}{\sqrt{2}} - \frac{U\hat{I}}{\sqrt{2}}\cos 2\omega t \tag{10.4}$$

La ieşire, puterea instantanee se scrie:

$$p_s = U_c i_d \tag{10.5}$$

unde i_d reprezintă curentul în dioda D şi este:

$$i_d = \bar{I}_s + i_c \tag{10.6}$$

Dacă frecvenţa de funcţionare este mare, inductanţa L are o valoare scăzută, deci nu înmagazinează energie la frecvenţe joase. Deci, se poate scrie $p_e = p_s$ ceea ce conduce la:

$$i_d = \bar{I}_s + i_c = \frac{U\hat{I}}{\sqrt{2}U_c} - \frac{U\hat{I}}{\sqrt{2}U_c}\cos 2\omega t \tag{10.7}$$

unde valoarea medie a lui i_d va fi:

$$\bar{I}_d = \bar{I}_s = \frac{U\hat{I}}{\sqrt{2}U_c}, \tag{10.8}$$

iar curentul prin condensator:

$$i_c = -\frac{U\hat{I}}{\sqrt{2}U_c}\cos 2\omega t = -\bar{I}_s\cos 2\omega t \tag{10.9}$$

Chiar dacă această analiză a fost făcută considerând tensiunea de ieşire perfect constantă, ondulația tensiunii la bornele lui C poate fi estimată prin:

$$U_{c_{ond}} \approx \frac{1}{C}\int i_c \mathrm{d}t = -\frac{\hat{I}_s}{2C\omega}\sin 2\omega t \qquad (10.10)$$

care poate fi minimizată printr-o alegere corectă a lui C.

Deci, acest montaj permite obținerea unei tensiuni continue stabilizate la ieşire şi absoarbe un curent cvasi-sinusoidal de la rețea.

10.1.2 Redresorul cu modulație a impulsurilor în durată (MLI)

Aceste redresoare utilizează tehnica modulației impulsurilor în durată (MLI, PWM). Sunt structuri reversibile, care permit schimburi de putere activă de la rețea spre redresor, dar şi invers, de la redresor spre rețea.

10.1.2.1 Redresorul monofazat cu MLI

Este constituit dintr-o structură de invertor cu MLI, alimentat de rețea pe partea de curent alternativ, iar sarcina este legată pe partea de curent continuu.

Fig. 10.8 reprezintă un redresor cu MLI construit plecând de la o structură de tensiune a) şi un redresor MLI construit pornind de la o structură de curent b).

Aceste structuri sunt ridicătoare: pentru structura de tensiune avem $U_c > \hat{U}$, unde $\hat{U}$ reprezintă valoarea maximă a tensiunii rețelei; pentru structura de curent avem $I_l > \hat{I}$ unde $\hat{I}$ reprezintă valoarea de vârf a curentului absorbit de la rețea.

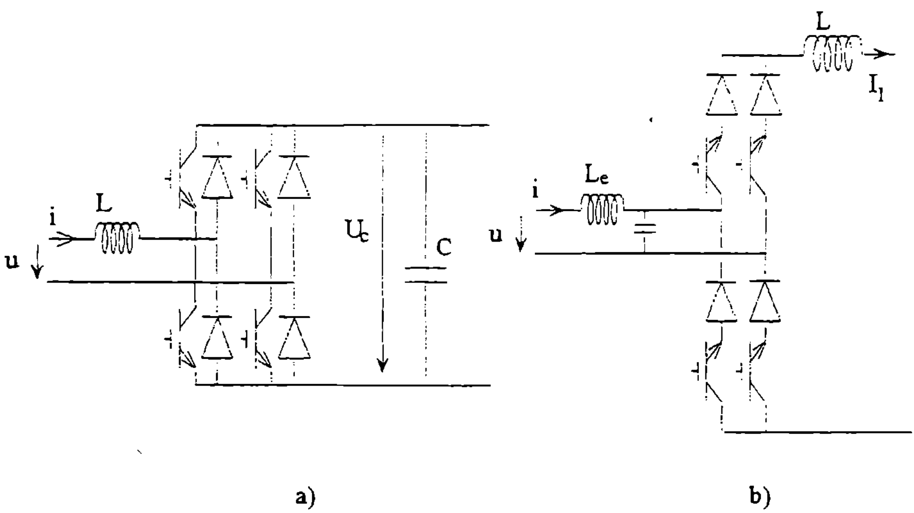


Fig. 10.8 Redresorul MLI monofazat:
a) convertor de tensiune; b) convertor de curent.

Schema de principiu a comenzii este cea din fig. 10.9.

Regulatorul mărimii de stare pe partea de curent continuu (tensiunea U_C la bornele condensatorului pentru structura de tensiune, curentul I_l în inductanţă pentru structura de curent) dă amplitudinea maximă $\hat{I}$ a curenţilor la intrare.

Tensiunea reţelei furnizează imaginea sinusoidală a curentului la intrare, care este multiplicată cu $\hat{I}$ pentru a obţine referinţa curentului la intrare i^*, care este apoi comparată cu curentul real i pentru a fi tratată de *modulatorul MLI*.

Funcţionarea acestei comenzi este identică cu cea a corectorului pentru factorul de putere numai că se lucrează direct cu curentul absorbit de la reţea.

Blocul *modulator MLI* conţine comanda directă a convertorului care are ca obiect elaborarea semnalelor logice de comandă ale dispozitivelor semiconductoare.

Tehnicile utilizate pot fi comparaţia cu o purtătoare triunghiulară de înaltă frecvenţă sau o comandă cu histerezis.

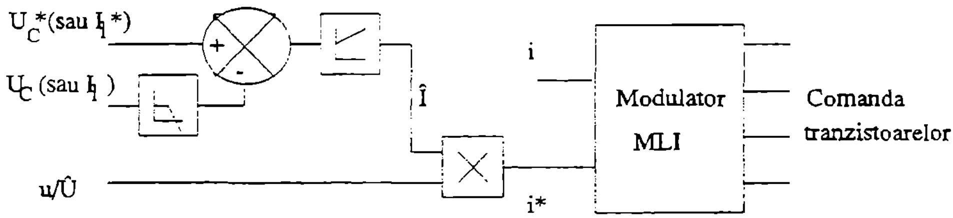


Fig. 10.9 Comanda redresoarelor monofazate cu MLI.

10.1.2.2 Redresorul trifazat cu MLI

Principiul absorbţiei sinusoidale de curent se poate extinde şi la structurile trifazate. Fig. 10.10 prezintă un redresor MLI cu convertor de tensiune a) şi un redresor MLI cu convertor de curent b).

Aceste structuri sunt ridicătoare; pentru structura de tensiune, avem $U_c > \hat{U}$, unde $\hat{U}$ reprezintă valoarea de vârf a tensiunilor compuse ale reţelei; pentru structura de curent avem $I_l > \hat{I}$, unde $\hat{I}$ reprezintă valoarea de vârf a curenţilor absorbiţi de la reţea.

Schema de principiu a comenzii poate fi cea din fig. 10.11. Regulatorul mărimii de pe partea de curent continuu (tensiunea u_C la bornele condensatorului la o structură de tensiune, sau curentul i_l în inductanţă la o structură de curent) dă amplitudinea $\hat{I}$ a curenţilor la intrare.

Tensiunile simple ale reţelei, u_{an}, u_{bn} şi u_{cn} divizate cu valoarea lor de vârf $\hat{U}_{pr}$, dau imaginile sinusoidale ale curenţilor la intrare care sunt multiplicate cu $\hat{I}$. Referinţele de curent la intrare i_a^*, i_b^* şi i_c^* sunt apoi comparate cu curenţii reali i_a, i_b şi i_c, pentru a fi tratate în blocul *modulator MLI*

Există şi alte tehnici de comandă, în particular cele bazate pe controlul puterilor active şi reactive instantanee. Această tehnică de comandă a convertoarelor MLI trifazate va fi studiată în subcapitolul următor, care tratează filtre active.

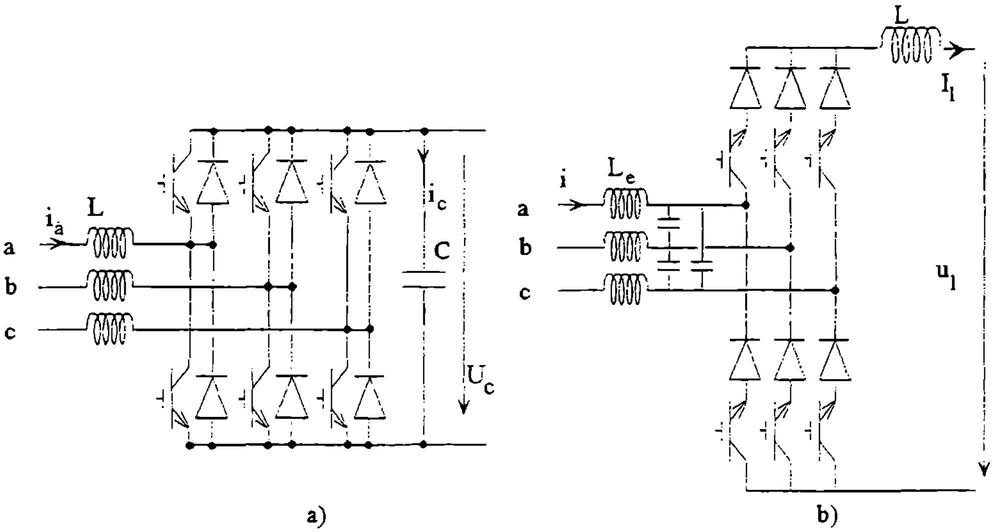


Fig. 10.10 Redresoare MLI: a) cu convertor de tensiune; b) cu convertor de curent.

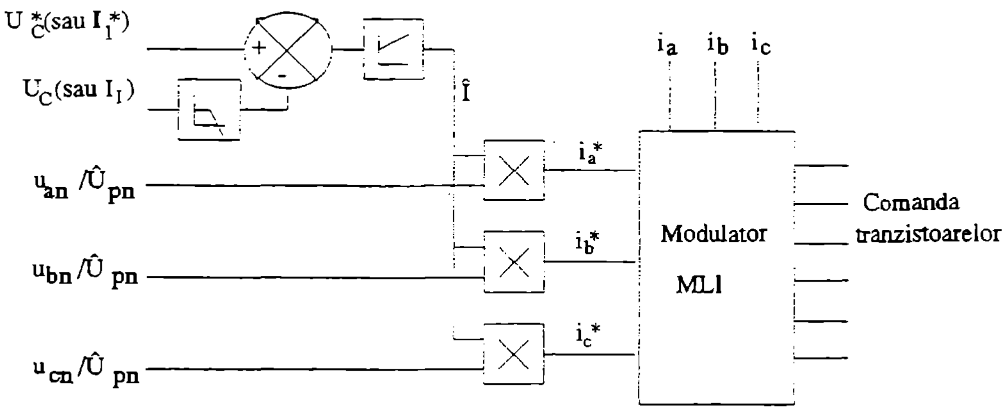


Fig. 10.11 Comanda unui redresor trifazat cu MLI

10.2 Filtrajul activ

Filtrele active sunt dispozitive care pot fi folosite în diverse aplicații, în funcție de modul lor de comandă (în curent sau în tensiune) și în funcție de tipul de legare (serie sau paralel).

Cel mai des întâlnit este filtrul activ paralel comandat în curent.

În paragraful 10.2.1 este descris principiul de funcționare a acestui filtru, în paragraful 10.2.2 sunt date structurile de bază, iar în paragraful 10.2.4 este prezentată dimensionarea elementelor de putere. Utilizarea filtrului activ serie este tratată în paragraful 10.2.5.

10.2.1 Principiul filtrajului activ

Un filtru activ (paralel) este un montaj legat în paralel pe o sarcină poluantă. Acest filtru are ca scop să consume, în totalitate sau o parte, din curenţii reactivi şi armonici furnizaţi de sarcina poluantă, astfel încât reţeaua să livreze un curent sinusoidal în fază cu tensiunea de alimentare, sau, cel puţin, un curent mai puţin perturbat.

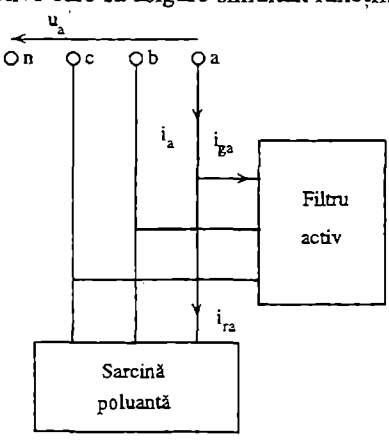
Fig. 10.12 ilustrează funcţionarea unui filtru activ cuplat în paralel cu o sarcină poluantă constituită dintr-un montaj redresor cu tiristoare. Curentul i_{ra} consumat de redresor conţine, în afară de componenta sa activă i_{ra1a} corespunzătoare părţii active a fundamentalei, un curent reactiv i_{ra1r} şi curenţi armonici i_{rah}.

$$\begin{aligned} i_{ra} &= i_{ra1a} + i_{ra1r} + \sum_h i_{rah} \\ i_{ra} &= I_{ra1a}\sqrt{2}\sin\omega t + I_{ra1r}\sqrt{2}\cos\omega t + \sum_h I_{rah}\sqrt{2}\sin(h\omega t - \varphi_h) \end{aligned} \tag{10.11}$$

Reţeaua de distribuţie este perfect depoluată când curenţii i pe care îi furnizează sunt sinusoidali şi în fază cu tensiunile simple (de fază) u de alimentare, deci, în general, dacă $i = i_{ra1a}$. Pentru ca acest lucru să fie posibil indiferent de sarcina poluantă, curenţii i_g ,absorbiţi de filtrul activ, trebuie să fie astfel încât, spre exemplu pentru faza a : $i_{ga} = i_{ra1a} - i_{ra}$. Curenţii poluaţi i_r pot să aibă o formă oarecare, deoarece filtrul activ trebuie să fie capabil să absoarbă curenţi de orice formă.

În exemplul din fig. 10.12, filtrul activ elimină toate armonicile de curent şi toată puterea reactivă. Se poate avea în vedere, pentru o sarcină poluantă dată, să nu se corecteze decât curentul reactiv, sau doar armonicile, sau doar unele armonici, etc. Alegerea strategiei de corectare constituie un parametru important în ceea ce priveşte dimensionarea filtrului activ.

Din raţiuni economice, strategiile de comandă care sunt actualmente dezvoltate conduc la două tipuri de filtre active, unul care permite doar compensarea energiei reactive (compensator de energie reactivă) şi altul care permite doar filtrarea armonicilor (compensator de armonici). Totuşi, ţinând cont de progresele obţinute în domeniul semi-conductoarelor, putem spera că, în câtiva ani, va fi mult mai economică construirea de filtre active care să asigure simultan funcţiile de compenare a energiei reactive şi a armonicilor.



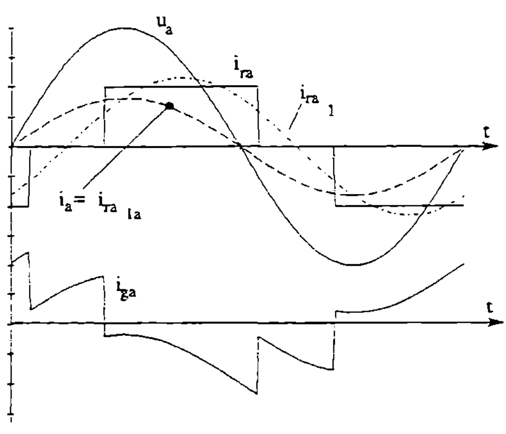


Fig. 10.12 Principiul unui filtru activ.

10.2.2 Configurația unui filtru activ

Progresele în materie de electronică de putere ne permit ca, în zilele noastre, să putem concepe convertoare capabile de a sintetiza orice formă de curent, într-o plajă de frecvențe mereu mai mare și la nivele de putere din ce în ce mai ridicate. Se poate utiliza fie un invertor de curent cu MLI (modulația în lățime a impulsurilor), fie un invertor de tensiune cu MLI comandat în curent pentru a sintetiza curenții i_g la intrare în filtrul activ.

Fig. 10.13,a prezintă exemplul unui filtru activ trifazat, construit plecând de la un invertor de curent cu MLI Se disting: o punte cu șase întreruptoare, o sursă de curent (bobina L) care furnizează un curent constant și un filtru ($L_e C_e$) legat între punte și rețeaua de alimentare.

Se poate sintetiza la fel de bine un curent plecând de la un invertor de tensiune comandat în curent, așa cum se prezintă în fig. 10.13,b. Filtrul plasat între rețea și invertor trebuie să fie văzut ca sursă de curent atât dinspre invertor, cât și dinspre rețea. Se utilizează fie un filtru de ordinul trei, fie un filtru de ordinul întâi.

Din motive de stabilitate, soluția cel mai des reținută este cea a filtrului de ordinul întâi, constituit dintr-o inductanță L_e. Fig. 10.14 prezintă structurile de tensiune și curent pentru filtre active monofazate. Filtrul activ furnizează rețelei numai curenți reactivi și armonici.

Deci pe partea de curent continuu a convertorului, sursa nu furnizează putere activă, deci se poate reduce la un simplu element de stocare a energiei: o inductanță L, atunci când se folosește un convertor de curent, sau un condensator C, atunci când se folosește un convertor de tensiune.

În mod evident, aceste elemente nu sunt perfecte; o inductanță prezintă întotdeauna o rezistență, la fel cum un condensator prezintă scurgeri.

Puterea activă corespunzătoare acestor pierderi, precum și cea corespunzătoare pierderilor inevitabile în semiconductoare, poate fi trimisă în rețea sub formă de curenți sinusoidali în fază cu tensiunile de alimentare.

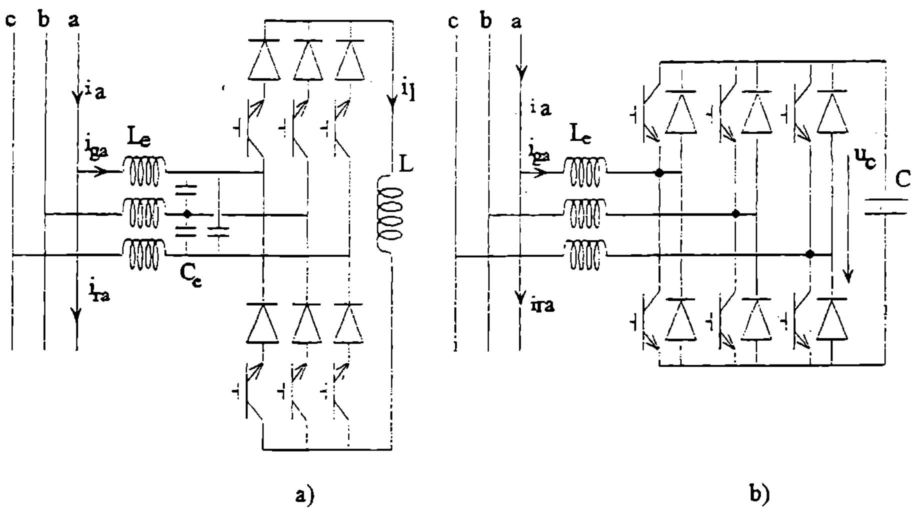


Fig. 10.13 a) Filtrul activ trifazat cu convertor de curent;
b) Filtrul activ trifazat cu convertor de tensiune.

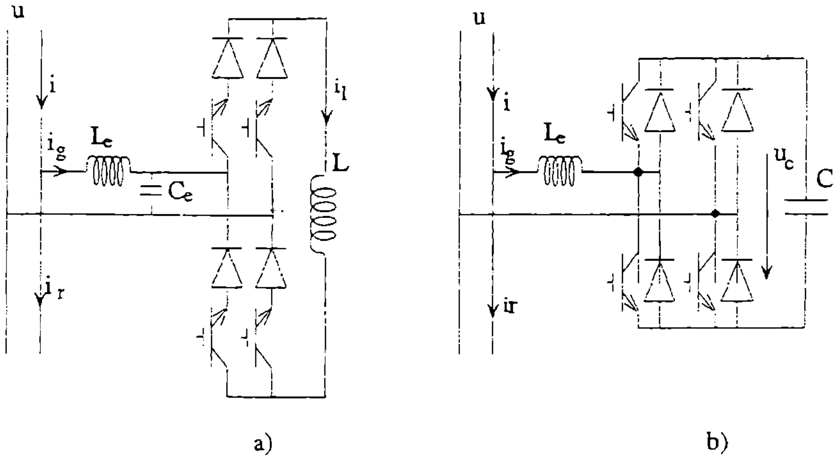


Fig. 10.14 a) Filtrul activ monofazat cu convertor de curent; b) Filtrul activ monofazat cu convertor de tensiune.

10.2.3 Comanda filtrelor active trifazate

Comanda constă în elaborarea semnalelor de referință ale curenților care trebuie absorbiți de către filtrul activ. Acești curenți de referință, notați cu i^*_{ga}, i^*_{gb} și i^*_{gc}, sunt elaborați în modul clasic, fie printr-o reglare a puterilor reactive și active instantanee, fie printr-o comandă care utilizează extracția componentelor poluante ale curenților de sarcină.

Referințele i^*_{ga}, i^*_{gb} și i^*_{gc} ajută la sintetizarea semnalelor logice de comandă a întreruptoarelor, după compararea lor cu curenții reali i_{ga}, i_{gb} și i_{gc}.

Tehnicile MLI utilizate sunt aceleași cu cele de la invertoarele MLI sau de la redresoarele MLI: compararea referințelor cu o purtătoare trinughiulară de înaltă frecvență, comparatoare cu histerezis, vector spațial instantaneu, etc.

10.2.3.1 Comanda utilizând conceptul de putere instantanee

Schema de principiu a acestui tip de comandă este prezentată în fig. 10.15.

Plecând de la curenții poluați de sarcină i_{ra}, i_{rb} și i_{rc} și de la tensiunile simple ale rețelei u_{an}, u_{bn} și u_{cn} se elaborează mărimile p_r și q_r care reprezintă puterea reală instantanee și, respectiv, puterea reactivă instantanee a sarcinii. Ele sunt definite de următoarele relații:

$$\begin{aligned} p_r &= v_\alpha i_{r\alpha} + v_\beta i_{r\beta} \\ q_r &= v_\alpha i_{r\beta} - v_\beta i_{r\alpha} \end{aligned} \tag{10.12}$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} \tag{10.13}$$

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \tag{10.14}$$

În acelaşi mod se pot defini p_e şi q_e, puterile active şi reactive instantanee la nivelul reţelei de distribuţie, precum şi p_g şi q_g la nivelul intrării filtrului activ.

Pe de altă parte, aceste puteri pot fi descompuse într-o valoare medie şi un termen (variabil notat cu $\sim$).

$$p_e = P_e + \tilde{p}_e \qquad q_e = Q_e + \tilde{q}_e$$

$$p_r = P_r + \tilde{p}_r \qquad q_r = Q_r + \tilde{q}_r \tag{10.15}$$

$$p_g = P_g + \tilde{p}_g \qquad q_g = Q_g + \tilde{q}_g$$

În punctul de conexiune între reţea, sarcină şi filtrul activ, se poate scrie:

$$p_e = p_r + p_g \qquad P_e = P_r + P_g \qquad \tilde{p}_e = \tilde{p}_r + \tilde{p}_g$$

sau: (10.16)

$$q_e = q_r + q_g \qquad Q_e = Q_r + Q_g \qquad \tilde{q}_e = \tilde{q}_r + \tilde{q}_g$$

Când puterea reactivă şi armonicile curenţilor de sarcină se compensează, avem $p_e = P_e = P_r$. Pentru aceasta, trebuie deci să avem pe de o parte $q_e = 0$ şi pe de altă parte $\tilde{p}_e = 0$:

– pentru a avea $q_e = 0$ trebuie ca: $q_r + q_g = 0$, adică:

$$q_g = -q_r = -v_\alpha i_{r\beta} + v_\beta i_{r\alpha} \tag{10.17}$$

– pentru a avea $\tilde{p}_e = 0$ trebuie ca:

$$p_g = P_e - P_r - \tilde{p}_r = P_g + \tilde{p}_g \tag{10.18}$$

$$\tilde{p}_g = -\tilde{p}_r$$

sau:

$$\tilde{p}_g = P_r - p_r = P_r - (v_\alpha i_{r\alpha} + v_\beta i_{r\beta}) \tag{10.19}$$

Dacă se neglijează pierderile în filtrul activ, precum şi energia stocată în filtrul de intrare al convertorului său (energie cu atât mai scăzută cu cât elementele filtrului sunt mai mici, adică frecvenţa de comutaţie a convertorului mai mare) conservarea puterii instantanee, atunci când se utilizează un invertor de tensiune asociat cu un condensator C, ne permite să scriem:

$$p_g = C u_c \frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t} \tag{10.20}$$

Deci, se poate calcula P_g prin integrarea acestei expresii pe o perioadă T a rețelei, obținându-se:

$$P_g = \frac{1}{2T} C\left[u_c^2(0) - u_c^2(T)\right] = \frac{C}{2T} \Delta(u_{cmed}^2) = \frac{\Delta W_s}{T} \tag{10.21}$$

unde: ΔW_s reprezintă variațiile de energie stocată în condensatorul C.

Deci, valoarea lui P_g poate fi dedusă din variațiile valorii medii a lui u_c. Ca efect, dacă P_g se distanțează de 0 (ceea ce duce la $P_e = P_c$), tensiunea la bornele condensatorului va crește sau va scădea. Pentru a menține valoarea medie a lui u_c constantă, trebuie ca mărimea P_g să fie obținută printr-un regulator de tip PI asigurând controlul lui u_{cmed}. Se deduce expersia lui p_g din cele pentru P_g și pentru $\bar{p}_g$:

$$p_g = \frac{\Delta W_s}{T} + P_r - (v_\alpha i_{r\alpha} + v_\beta i_{r\beta}) = v_\alpha i_{g\alpha} + v_\beta i_{g\beta} \tag{10.22}$$

Plecând de la p_g și q_g se construiesc curenții de referință $i_{g\alpha}^*$ și $i_{g\beta}^*$ care ne permit să comandăm convertorul, fie direct, fie trecând din nou prin curenții reali i_{ga}^*, i_{gb}^* și i_{gc}^*:

$$\begin{bmatrix} i_{g\alpha}^* \\ i_{g\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_g \\ q_g \end{bmatrix} \tag{10.23}$$

$$\begin{bmatrix} i_{gc}^* \\ i_{gb}^* \\ i_{gc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{g\alpha}^* \\ i_{g\beta}^* \end{bmatrix} \tag{10.24}$$

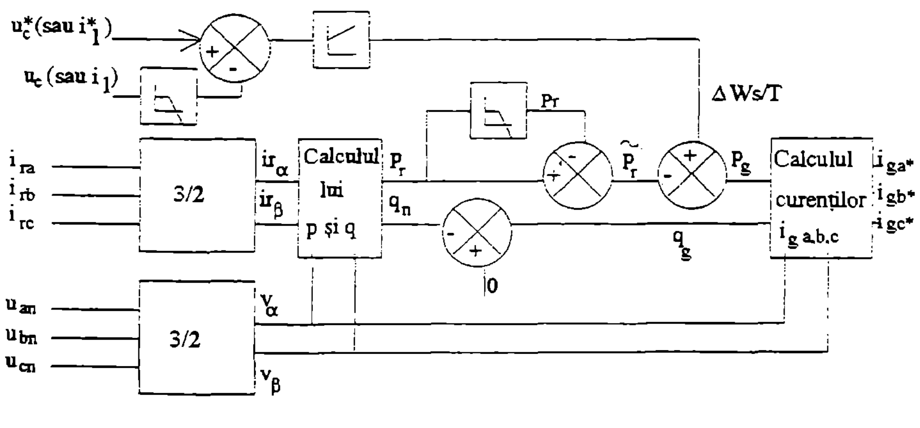


Fig. 10.15 Comanda filtrului activ prin controlul puterilor instantanee.

Această tehnică de comandă necesită mijloace de calcul destul de importante sau circuite analogice specializate, dar pemite compensarea unui eventual dezechilibru al curenților de sarcină. Se poate aplica și filtrului activ utilizând un invertor de curent. Pentru aceasta, se înlocuiește tensiunea u_c cu curentul i_l și valoarea condensatorului C cu valoarea inductanței L.

Remarcă:

Acest tip de comandă a fost descris considerând o compensare a armonicilor și a curentului reactiv. Dacă este avută în vedere doar compensarea armonicilor, trebuie să avem:

$$q_g = -\tilde{q}_r \tag{10.25}$$

Atunci trebuie să extragem $-\tilde{q}_r$ din valoarea măsurată a lui q_r, așa cum se arată în fig. 10.16.

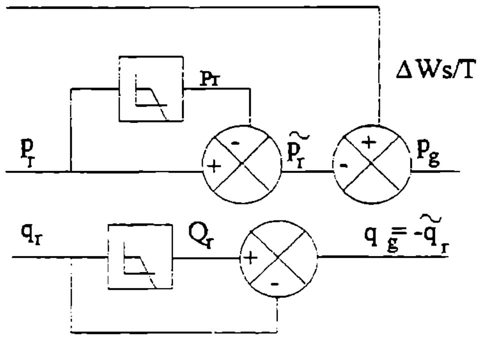


Fig. 10.16 Comanda filtrului activ prin controlul puterilor instantanee fără compensarea energiei reactive.

10.2.3.2 Comanda prin extragerea componentelor poluante din curenții de sarcină

Schema de principiu a acestui tip de comandă este prezentată în fig. 10.17. Această tehnică de comandă este bazată direct pe principiul filtrajului activ. Ea se aplică atunci când sarcina este echilibrată.

Considerând:

$$\begin{aligned} i_{ra} &= I_{r1a}\sqrt{2}\sin\omega t + \tilde{i}_{ra} \\ i_{rb} &= I_{r1a}\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \tilde{i}_{rb} \\ i_{rc} &= I_{r1a}\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \tilde{i}_{rc} \end{aligned} \tag{10.26}$$

unde: I_{r1a} reprezintă valoarea efectivă a componentei active a fundamentalei curenților i_{ra}, i_{rb} și i_{rc} de sarcină.

Cantitățile $\tilde{i}_{ra}, \tilde{i}_{rb}$ și $\tilde{i}_{rc}$ reprezintă componentele poluate ale curenților de sarcină.

Analog:

$$\begin{aligned} i_{ga} &= I_{g1a}\sqrt{2}\sin\omega t + \tilde{i}_{ga} \\ i_{gb} &= I_{g1a}\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \tilde{i}_{gb} \\ i_{gc} &= I_{g1a}\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \tilde{i}_{gc} \end{aligned} \tag{10.27}$$

Rezultă:

$$\begin{aligned} p_g &= u_{an}\, i_{ga} + u_{bn}\, i_{gb} + u_{cn}\, i_{gc} \\ &= \underbrace{3U_{pn}\, I_{g1a}}_{P_g} + \underbrace{(u_{an}\, \tilde{i}_{gc} + u_{bn}\, \tilde{i}_{gb} + u_{cn}\, \tilde{i}_{gc})}_{\tilde{p}_g} \end{aligned} \tag{10.28}$$

și:

$$\begin{aligned} p_r &= u_{an}\, i_{ra} + u_{bn}\, i_{rb} + u_{cn}\, i_{rc} \\ &= \underbrace{3U_{pn}\, I_{r1a}}_{P_r} + \underbrace{(u_{an}\, \tilde{i}_{ra} + u_{bn}\, \tilde{i}_{rb} + u_{cn}\, \tilde{i}_{rc})}_{\tilde{p}_r} \end{aligned} \tag{10.29}$$

Pentru a avea $\tilde{p}_e = 0$ trebuie ca:

$$\tilde{p}_g = -\tilde{p}_r \tag{10.30}$$

sau:

$$u_{an}\, \tilde{i}_{ga} + u_{bn}\, \tilde{i}_{gb} + u_{cn}\, \tilde{i}_{gc} = -u_{an}\, \tilde{i}_{ra} - u_{bn}\, \tilde{i}_{rb} - u_{cn}\, \tilde{i}_{rc} \tag{10.31}$$

Deci, o soluție este:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{ga} &= -\tilde{i}_{ra} \\ \tilde{i}_{gb} &= -\tilde{i}_{rb} \\ \tilde{i}_{gc} &= -\tilde{i}_{rc} \end{aligned} \tag{10.32}$$

Se va obține:

$$\begin{aligned} i_{gc} &= \frac{\Delta W_s}{3U_{pn}T}\sqrt{2}\sin\omega t - \tilde{i}_{ra} \\ i_{gb} &= \frac{\Delta W_s}{3U_{pn}T}\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \tilde{i}_{rb} \\ i_{gc} &= \frac{\Delta W_s}{3U_{pn}T}\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) - \tilde{i}_{rc} \end{aligned} \tag{10.33}$$

unde:

U_{pn} reprezintă valoarea efectivă a tensiunilor simple de fază u_{an}, u_{bn} și u_{cn} .

Aceste mărimi sunt referințele curenților filtrului activ, de aceea au fost notate cu o stea în schema de principiu.

Termenii în sinus se obțin plecând de la tensiunile simple ale rețelei u_{an}, u_{bn} și u_{cn} , multiplicate cu factorul $1/\hat{U}_{pn}$. Această comandă se poate aplica și la un filtru activ cu convertor de curent, înlocuind, cum s-a arătat la subcapitolul 3.1, u_c cu i_l și C cu L.

Dacă curenții de sarcină i_r sunt dezechilibrați, curenții de linie vor fi și ei dezechilibrați.

Remarcă:
Acest tip de comandă a fost descris considerând o compensare totală a armonicilor de curent și a puterii reactive.

Dacă se dorește doar compensarea armonicilor, trebuie să se modifice modul de definire a componentelor poluate i_r.

Vom avea atunci:

$$
\begin{aligned}
i_{ra} &= I_{r1}\sqrt{2}\sin\omega t + \tilde{i}_{ra} \\
i_{rb} &= I_{r1}\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \tilde{i}_{rb} \\
i_{rc} &= I_{r1}\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \tilde{i}_{rc}
\end{aligned}
\qquad (10.34)
$$

unde : I_{r1} reprezintă valoarea efectivă a curenților de sarcină.

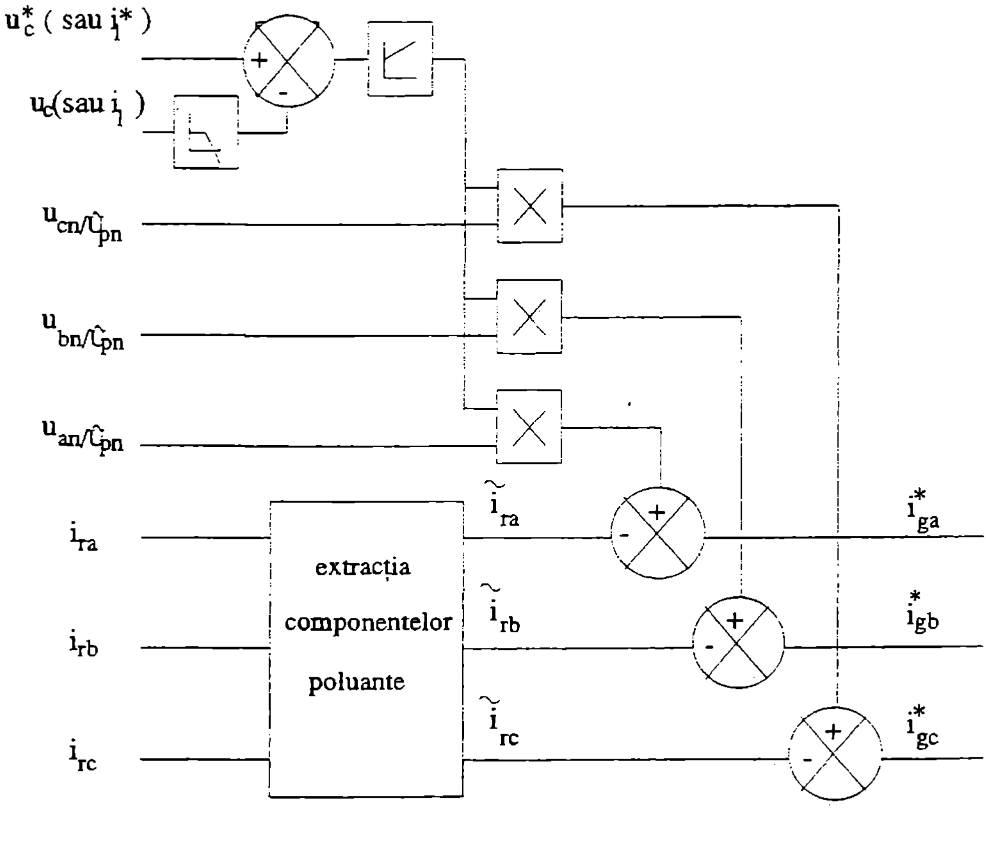


Fig. 10.17 Comanda prin descompunerea FFT a curenților de sarcină.

10.2.4 Comanda filtrelor active monofazate

În monofazat, noţiunea de putere reactivă instantanee nu este definită, deci se utilizează comanda prin extracţia componentelor poluate ale curentului de sarcină. Schema de comandă este prezentată în fig. 10.18. Ea este construită în acelaşi mod ca în trifazat, dacă se consideră doar o singură fază.

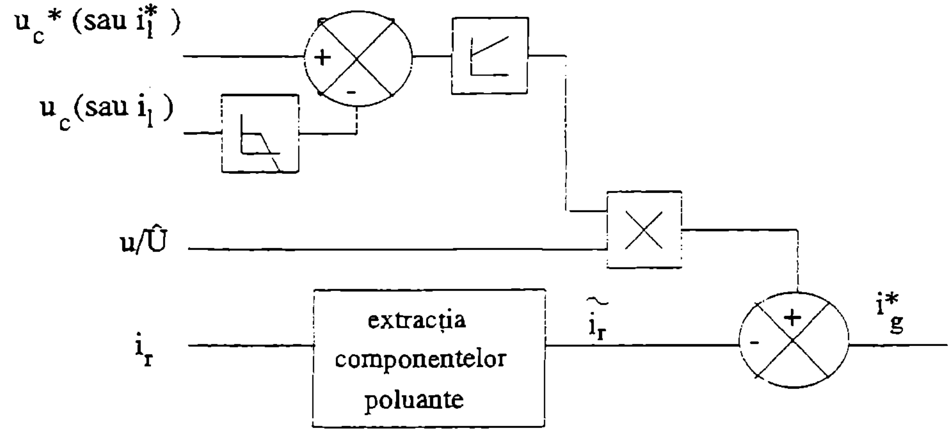


Fig. 10.18 Comanda unui filtru activ monofazat.

10.2.5 Dimensionarea elementelor din circuitul de forţă

Dezvoltarea şi comercializarea unui filtru activ sunt legate de preţul său de cost şi de dimensiunile lui. Deci, este important de studiat dimensionarea filtrelor active, adică dimensionarea elementelor de stocare a energiei, a semiconductoarelor şi a filtrului de intrare.

Pentru aceasta, se procedează în două etape:

- se determină valoarea elementului de stocare şi parametrii caracteristici ai dispozitivelor semiconductoare, utilizând noţiunea de funcţie de conversie care ne permite să neglijăm funcţionarea internă a convertorului şi strategia de comandă utilizată; influenţa filtrului de intrare este atunci neglijată.
- se determină valoarea elementelor filtrului de intrare, ţinând cont de funcţionarea internă a convertorului. Pentru a valida calculele de dimensionare, în general se recurge la simularea numerică, înainte de trecerea la realizarea unui prototip.

10.2.5.1 Noţiunea de funcţie de conversie

Dacă se consideră un convertor (fig. 10.19) ca un ansamblu de semiconductoare presupuse perfecte, principiul de conservare a puterii instantanee, care se scrie $u_s i_s = u_e i_e$ permite definirea unei funcţii de conexiune h_c care ia valorile 1, 0 sau −1, după starea de conducţie sau blocată a semiconductoarelor; astfel, avem $i_e = h_c i_s$ et $u_s = h_c u_e$. Pentru un convertor de tip MLI această funcţie conţine armonici de joasă frecvenţă, corespunzătoare mărimilor sintetizate şi armonici de înaltă frecvenţă, corespunzătoare decupării MLI.

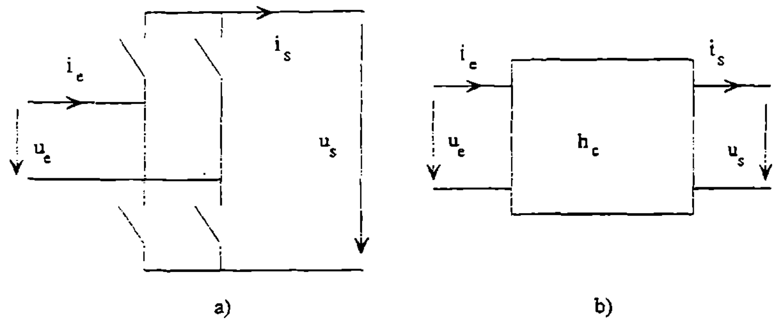


Fig. 10.19 a) Convertorul MLI; b) Funcția de conexiune asociată.

Dacă se consideră acum un convertor, de exemplu cel din fig. 10.20, ca o asociere de elemente semiconductoare și de filtre de intrare și de ieșire presupuse perfecte (presupunem că acestea din urmă elimină complet armonicile datorate decupării cu înaltă frecvență și nu afectează cu nimic mărimile de joasă frecvență) principiul de conservare a puterii instantanee se poate aplica și mărimilor de intrare și de ieșire de joasă frecvență, neafectate de elementele filtrelor de intrare și de ieșire.

Deci, se poate defini funcția de conversie h, astfel încât $i_e = hi_s$ și $u_s = hu_e$. Această funcție continuă, cuprinsă între 1 și −1 nu conține decât armonici de joasă frecvență corespunzătoare mărimilor sintetizate și permite deci descrierea completă a caracteristicilor externe ale convertorului, fară să se țină cont de funcționarea sa internă.

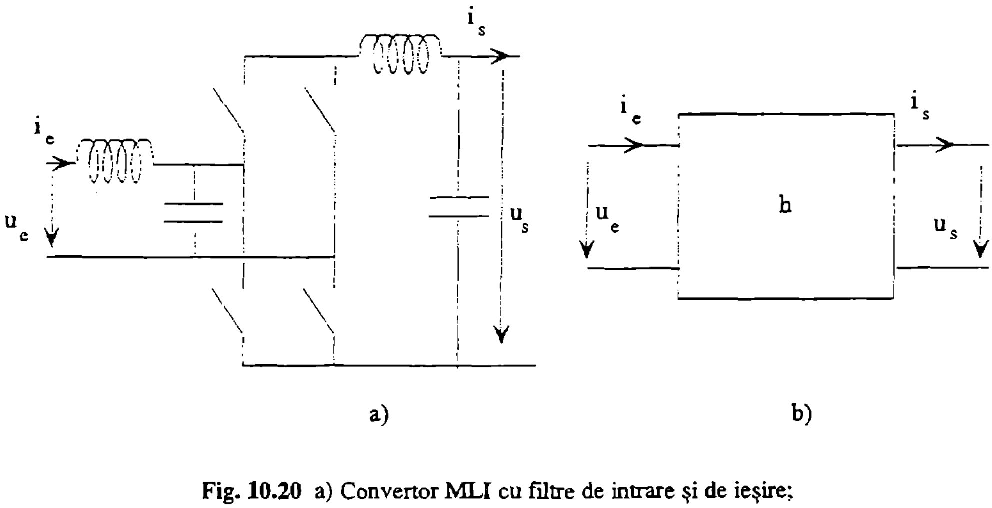


Fig. 10.20 a) Convertor MLI cu filtre de intrare și de ieșire;
b) Funcția de conversie asociată.

Acest formalism permite, printre altele, studiul funcționării unui filtru activ presupunând perfectă comanda convertorului MLI, adică, asociată filtrelor de intrare și de ieșire, ea este astfel încât în fiecare moment h are valoarea dorită.

În acest caz, punerea în ecuație a problemei și rezolvarea sa va fi simplă și rapidă.

Fig. 10.21 și 10.22 arată punerea în ecuație plecând de la acest formalism, a funcționării a două structuri de bază ale filtrului activ: filtrul trifazat și filtrul monofazat.

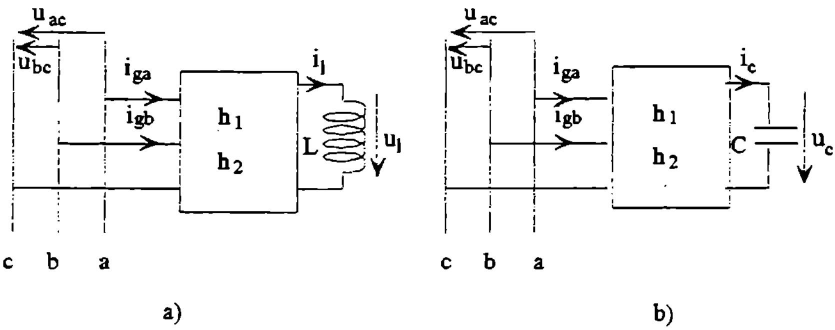


Fig. 10.21 Modelarea prin funcția de conversie a filtrelor active trifazate:
a) cu structură de curent;
b) cu structură de tensiune.

$$\left.\begin{aligned} &h_1 = \frac{i_{ga}}{i_l} \qquad h_2 = \frac{i_{gb}}{i_l} \\ &u_l = h_1 u_{ac} + h_2 u_{bc} = L\frac{\mathrm{d}i_l}{\mathrm{d}t} \end{aligned}\right\} \tag{10.35}$$

$$\left.\begin{aligned} &h_1 = \frac{u_{ac}}{u_c} \qquad h_2 = \frac{u_{bc}}{u_c} \\ &i_c = h_1 i_{ga} + h_2 i_{gb} = C\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t} \end{aligned}\right\} \tag{10.36}$$

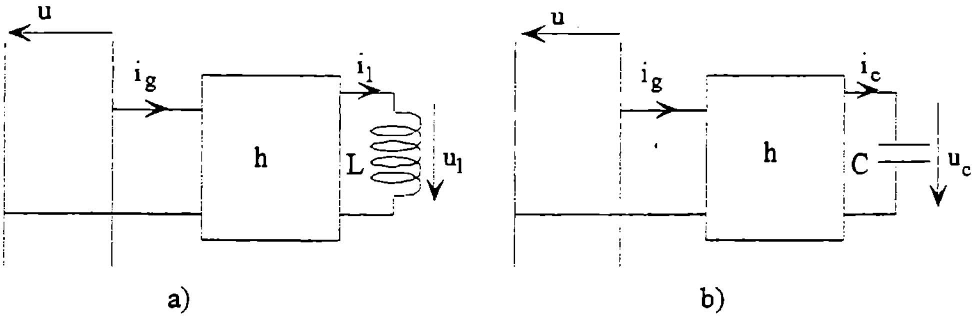


Fig. 10.22 Modelarea prin funcția de conversie a filtrelor active monofazate:
a) cu structură de curent; b) cu structură de tensiune.

$$\left.\begin{aligned} &h = \frac{i_g}{i_l} \\ &u_l = hu = L\frac{\mathrm{d}i_l}{\mathrm{d}t} \end{aligned}\right\} \tag{10.37}$$

$$\left.\begin{aligned} h &= \frac{u}{u_c} \\ i_c &= h i_g = C\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t} \end{aligned}\right\} \qquad (10.38)$$

În montajele practice din fig. 10.13 şi 10.14, curenţii i_c în condensatoarele de stocare C şi tensiunile u_l la bornele inductanţelor L conţin armonici de înaltă frecvenţă datorită decupării, în măsura în care nu există filtru de ieşire. Aşadar, tensiunile u_l şi curenţii i_c din fig. 10.21 şi 10.22 nu vor fi decât componentele de joasă frecvenţă ale mărimilor reale corespunzătoare. Bineînţeles, acest fapt nu alterează cu nimic utilizarea formalismului şi dimensionarea diverselor elemente.

10.2.5.2 Sistemul de mărimi raportate

Dimensionarea elementelor de stocare şi a semiconductoarelor constă în rezolvarea sistemelor de ecuaţii (10.35). (10.36), (10.37) şi (10.38) prezentate în fig. 10.21 şi 10.22. Pentru acesta se defineşte mai întâi un sistem de mărimi raportate. Tensiunile sunt raportate la valoarea maximă $\hat{U}$ a lui u în monofazat, sau a lui u_{ab} şi u_{ac}, tensiuni compuse în trifazat.

Curenţii sunt raportaţi la valoarea maximă $\hat{I}_g$ a curentului de intrare în filtrul activ. În text, în continuare, mărimile reduse vor fi srise ***cu carectare italice îngroşate***. Elementele de stocare sunt caracterizate prin impedanţa lor redusă:

$$\frac{1}{\boldsymbol{X_c}} = \frac{1}{\omega C}\cdot\frac{\hat{I}_g}{\hat{U}} \qquad \boldsymbol{X_l} = \omega L\cdot\frac{\hat{I}_g}{\hat{U}} \qquad (10.39)$$

unde:

ω reprezintă pulsaţia tensiunilor de alimentare.

Energia medie stocată corespunzătoare va fi deci în mărime raportată:

$$\boldsymbol{E_c} = \frac{1}{2}\boldsymbol{X_c U_c^2} \qquad \boldsymbol{E_l} = \frac{1}{2}\boldsymbol{X_l I_l^2} \qquad (10.40)$$

unde:

$\boldsymbol{U_c}$ şi $\boldsymbol{I_l}$ sunt respectiv valorile efective ale lui $\boldsymbol{u_c}$ şi $\boldsymbol{i_l}$ în mărimi raportate.

Cantităţile $\boldsymbol{E_c}$ şi $\boldsymbol{E_l}$ caracteristici sunt fundamentale, deoarece dimensionarea unei inductanţe sau a unui condensator este proporţională cu energia medie stocată în element.

Valorile maxime, $\hat{\boldsymbol{I}}_l$ a lui $\boldsymbol{i_l}$ pentru convertorul de curent şi $\hat{\boldsymbol{U}}_c$ a lui $\boldsymbol{u_c}$ pentru convertorul de tensiune, ne permit să definim caracteristicile nominale ale componentelor semiconductoare ale filtrului activ. Pentru convertorul de curent, în monofazat şi în trifazat, valoarea nominală a curentului $\boldsymbol{i_k}$ al semiconductoarelor şi valoarea nominală a tensiunii $\boldsymbol{u_k}$ trebuie să fie, în mărimi raportate, mai mari decât 1 , adică în mărimi reale $i_k > \hat{I}_l$ şi $u_k > \hat{U}$ (unde $\hat{U}$ reprezintă valoarea maximă a tensiunii u în monofazat şi a uneia din cele două tensiuni compuse u_{ab} şi u_{ac} în trifazat).

Pentru convertorul de tensiune, valoarea nominală a curentului i_k al semiconductoarelor trebuie să fie mai mare decât 1 în mărime raportată, iar valoarea nominală a tensiunii u_k mai mare decât $\hat{U}_c$, adică în mărime reală: $i_k > \hat{I}_g$ şi $u_k > \hat{U}_c$.

Rezolvarea sistemului de ecuaţii corespunzător montajului ales trebuie să fie făcută astfel încât să minimizeze E_c şi $\hat{U}_c$ sau E_l şi $\hat{I}_l$, asigurând în acelaşi timp o funcţionare corectă a filtrului activ, adică având grijă ca, funcţiile de conversie să ramână cuprinse între -1 şi 1.

Sistemele de ecuaţii sunt destul de simple şi pot fi rezolvate numeric într-un timp foarte scurt.

10.2.5.3 Exemplu

Se consideră un redresor monofazat cu diode funcţionând cu o sarcină fixă şi puternic inductivă. Curentul absorbit de la reţea i_r şi curentul i_g dorit sunt reprezentaţi în fig. 10.23.

Cu scopul de a compara cele două structuri de bază, dimensionarea elementelor de stocare a fost făcută pentru filtrele active cu convertor de curent şi cu convertor de tensiune.

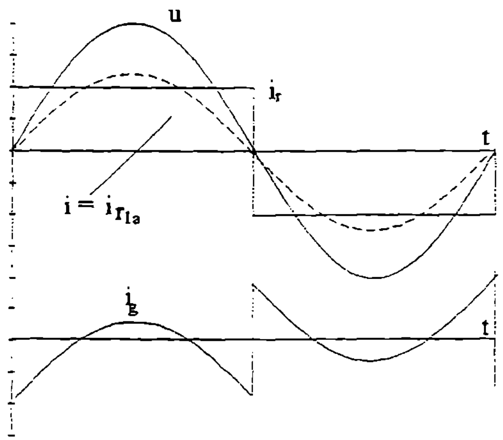


Fig. 10.23 i_r -curentul poluat;
i_g - curentul la intrarea în filtrul activ.

- **Filtrul activ cu convertor de curent**

Sistemul de ecuaţii (10.37) se scrie în mărimi raportate:

$$u_l = u\frac{i_g}{i_l} = X_l\frac{\mathrm{d}i_l}{\mathrm{d}\theta} \qquad h = \frac{i_g}{i_l} \qquad \text{cu} \qquad \theta = \omega t \qquad (10.41)$$

Acest sistem poate fi rezolvat numeric într-un mod foarte rapid.

Fig. 10.24 prezintă evoluţia lui i_l, i, h şi u în funcţie de timp pentru $X_l = 1$ şi $i_{l0} = 1.5$ (i_{l0} reprezintă valoarea medie a lui i_l).

De la $\theta = 0$ la θ_1, filtrul activ este decuplat; la $\theta = \theta_1$ se leagă filtrul activ, curentul i_l în inductanță se stabilizează; la $\theta = \theta_2$, se începe corecția; i devine sinusoidal și pulsația lui i_l în jurul lui i_{lo} crește; la $\theta = \theta_3$, sarcina redresorului este raportată la jumătate: curentul i scade în amplitudine, dar ramâne sinusoidal. Faptul că funcția h rămâne cuprinsă între 1 și -1 demonstrează buna funcționare a filtrului.

Caracteristicile din fig. 10.25 și 10.26 dau, pentru întreaga sarcină a redresorului și pentru diverse valori ale lui X_l, evoluția lui E_l și a lui $\hat{I}_l$ în funcție de I_{lo}. Cu linie întreruptă apare limita bunei funcționări a filtrului activ, la dreapta căreia avem mereu $|h| \leq 1$.

Deci, alegerea lui X_l și I_{lo} nu poate rezulta decât dintr-un compromis între preocuparea de a minimiza dimensiunea inductanței și cea de a reduce valorile nominale ale dispozitivelor semiconductoare.

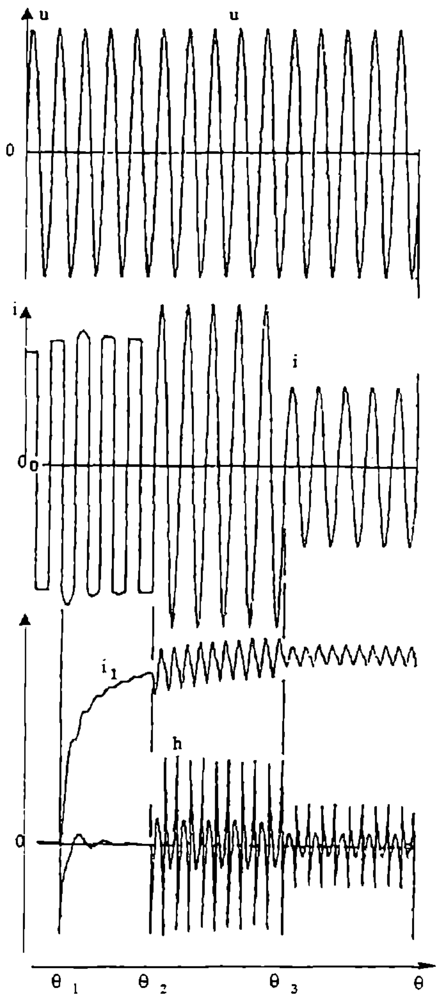


Fig. 10.24 Simularea funcționării filtrului activ.

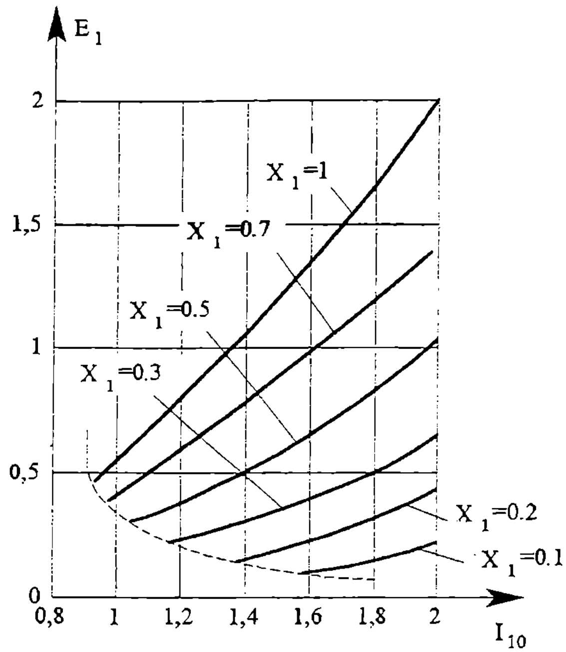


Fig. 10.25 Energia stocată în L în funcţie de I_{lo}.

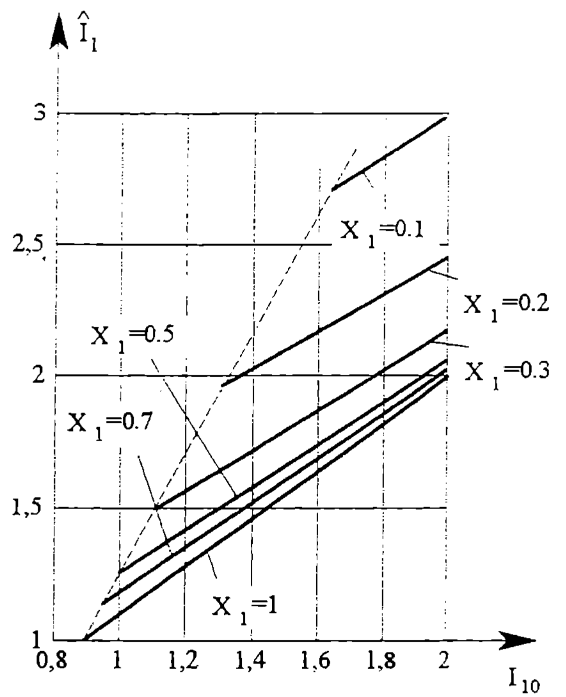


Fig. 10.26 Valoarea maximă $\hat{I}_l$ a lui i_l în funcţie de i_{l0}.

- **Filtrul activ cu convertor de tensiune**

Sistemul de ecuații (10.38) se scrie în mărimi raportate:

$$i_c = u\frac{i_g}{u_c} = X_c\frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}\theta} \qquad h = \frac{u}{u_c} \qquad \text{cu} \qquad \theta = \omega t \tag{10.42}$$

Se constată o similitudine între aceste ecuații și cele caracteristice convertorului de curent. De fapt, dacă înlocuim în sistemul de ecuații (10.41) i_l cu u_c, u_l cu i_c și X_l cu X_c, se regăsește ecuația diferențială a sistemului de ecuații (10.42).

Deci, caracteristicile din fig. 10.25 și 10.26 pot fi utilizate pentru filtrul activ cu convertor de tensiune, înlocuind E_l cu E_c, I_{lo} cu U_{co}, $\hat{I}_l$ cu $\hat{U}_c$ și X_l cu X_c (U_{co} reprezintă valoarea medie a lui U_c). Mai mult, chiar dacă funcția h are o expresie diferită, rezolvarea sistemului (10.42) conduce la aceeași limită a bunei funcționări a filtrului.

Remarcă:
Există de asemenea o similitudine între sistemele de ecuații (10.35) și (10.36), care caracterizează funcționarea filtrelor active trifazate. Funcționarea acestor structuri trifazate este deci asemănătoare funcționării structurilor monofazate corespunzătoare.

10.2.5.4 Dimensionarea filtrelor de intrare ale filtrelor active

În decursul dimensionării elementelor de stocare și a semiconductoarelor, influența filtrelor de intrare a fost neglijată, în măsura în care frecvența de decupare a fost presupusă foarte mare.

În practică, frecvența de decupare este limitată de timpii de punere în conducție și de deschidere a semiconductoarelor utilizate, sau de pierderile în comutație foarte importante.

Filtrele de intrare sunt dimensionate pentru a reduce cât se poate de mult armonicile datorate decupării. În același timp, limitarea benzii de trecere a acestor filtre duce la o micșorare a performanțelor dinamice ale filtrului activ.

- **Filtrul de intrare al unui filtru activ cu structură de curent**

Fig. 10.27 prezintă schema filtrului de intrare al unui filtru activ monofazat cu structură de curent, legat la o rețea cu tensiunea electromotoare e și de impedanță internă l .

Este și schema monofazată echivalentă a unui filtru de intrare al filtrului activ trifazat cu structură de curent (în care tensiunea u corespunde uneia din cele trei tensiuni simple ale rețelei u_{an}, u_{bn} sau u_{cn}).

Acest filtru este de ordinul doi, frecvența sa de rezonanță fiind:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_e + l)C_e}} \tag{10.43}$$

Comanda filtrului activ trebuie să fie astfel încât să nu genereze armonici de curent de frecvențe apropiate lui f_c pentru a nu produce această rezonanță. Vom privilegia comenzile cu frecvența de decupare f_d fixă și alegem o frecvență f_c inferioară lui f_d.

Dacă în caietul de sarcini al filtrului activ este trecută eliminarea tuturor armonicilor al căror rang este inferior lui k, este necesară o frecvenţă f_c mai mare decât kf unde f reprezintă frecvenţa reţelei. Valoarea lui f_c aleasă trebuie să verifice inegalitatea următoare:

$$k\,f << f_c << f_d \tag{10.44}$$

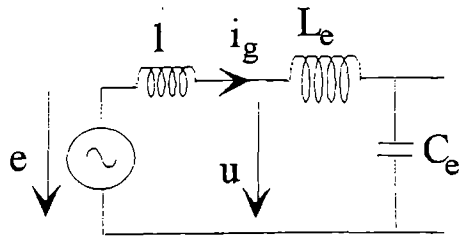


Fig. 10.27 Filtrul de intrare pentru structura de curent.

Pe de altă parte, impedanţa Z_f a filtrului de intrare la frecvenţa f (văzută dinspre reţea) trebuie să fie importantă pentru a nu se consuma curent reactiv. Pentru a fixa aceste idei, o putem compara cu impedanţa U / I_g ce caracterizează dimensionarea filtrului activ (U corespunde valorii efective a tensiunii nominale a reţelei şi I_g valorii efective a curentului nominal de intrare în filtrul activ).

Elementele L_e şi C_e trebuie să verifice inegalitatea de mai jos:

$$\left|Z_f\right| = \left|\frac{(L_e + l)C_e(2\pi f)^2 - 1}{C_e 2\pi f}\right| >> \frac{U}{I_g} \tag{10.45}$$

Această inegalitate ne sugerează să alegem L_e mare şi C_e mic. În acelaşi timp trebuie avut grijă să se minimizeze dimensionarea acestor elemente. Dacă pentru componentele de frecvenţă f se neglijează căderea de tensiune la bornele lui L_e şi curentul în C_e, energia stocată în aceste elemente va fi:

$$E \equiv \frac{1}{2} C_e U^2 + \frac{1}{2} L_e I_g^2 \tag{10.46}$$

Ţinând cont de relaţia (10.43) şi neglijând l faţă de L_e se obţine minimul lui E pentru:

$$C_e = \frac{I_g}{U 2\pi f_c} \qquad L_e = \frac{U}{I_g 2\pi f_c} \tag{10.47}$$

Aceste valori ale elementelor conduc, neglijând l, la o impedanţă la frecvenţa f, văzută din reţea egală cu:

$$\left|Z_f\right| = \left|\frac{f_c}{f} - \frac{f}{f_c}\right| \frac{U}{I_g} \tag{10.48}$$

Inegalitatea (10.45) se transformă în modul următor:

$$\left|\frac{f_c}{f}-\frac{f}{f_c}\right|>>1 \tag{10.49}$$

şi este verificată de îndată ce se respectă inegalitatea (10.44):

- **Filtrul de intrare al filtrului activ cu structură de tensiune**

Fig. 10.28 prezintă schema filtrului de intrare al unui filtru activ monofazat cu structură de tensiune legat la o rețea cu tensiune electromotoare e şi impedanță internă l . Schema este şi schema monofazată echivalentă a filtrului de intrare al unui filtru activ trifazat cu structură de tensiune (tensiunea u corespunde uneia din cele trei tensiuni simple ale rețelei u_{an}, u_{bn} sau u_{cn}). Acest filtru este de ordinul I, deci se pot utiliza, fară riscul rezonanței, toate tipurile de comandă cu MLI (histerezis, frecvență fixă, etc.).

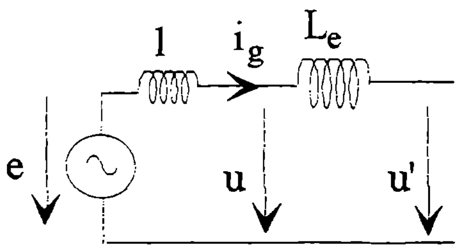


Fig. 10.28 Filtrul de intrare pentru o structură de tensiune.

În cazul utilizării unei comenzi cu frecvența de decupare f_d fixă, se poate determina ondulația maximă $(\Delta I_g)_{max}$ a curentului i_g.

Dacă se presupune că tensiunile u şi u' sunt constante pe o perioadă de comutație, avem:

$$(\Delta I_g)_{max}=\frac{\hat{U}-u'_{min}}{L_e f_d} \tag{10.50}$$

unde:

u'_{min} corespunde minimului tensiunii u'.

Se arată că:

- în monofazat $u'_{min}=-U_c$;
- în trifazat $u'_{min}=-2U_c/3$.

Valoarea lui L_e este aleasă în funcție de ondulația $(\Delta I_g)_{max}$ tolerată. În acelaşi timp, o prea mare valoarea a lui L_e reduce performanțele dinamice ale filtrului, adică limitează capacitatea sa de a elimina armonicile de rang important.

Panta curentului i_g va fi:

$$\frac{di_g}{dt}=\frac{u-u'}{L_e} \tag{10.51}$$

Ea este cu atât mai scăzută, cu cât L_e este mai mare.

În timpul utilizării unei comenzi cu histerezis, ondulaţia ΔI_g este cea care este menţinută constantă. Valoarea lui L_e este aleasă în acest caz încât să limiteze frecvenţa maximă de comutaţie:

$$f_{d_{max}} = \frac{\hat{U} - u'_{min}}{L_e \Delta I_g} \tag{10.52}$$

10.2.6 Filtrajul activ serie

Filtrele active pot fi legate şi în serie cu sarcina. În fig. 10.29 este dată schema de principiu a montării în serie a unui filtru monofazat şi în fig. 10.30, schema montării în serie a unui filtru activ trifazat. În trifazat legarea se face printr-un transformator. După modul în care convertoarele ce compun filtrele active sunt comandate în tensiune sau în curent, ele permit depoluarea fie a tensiunii de alimentare a sarcinii, fie a curentului absorbit de la reţea. Se poate utiliza, la fel ca pentru filtrajul activ paralel, orice structură, de curent sau de tensiune.

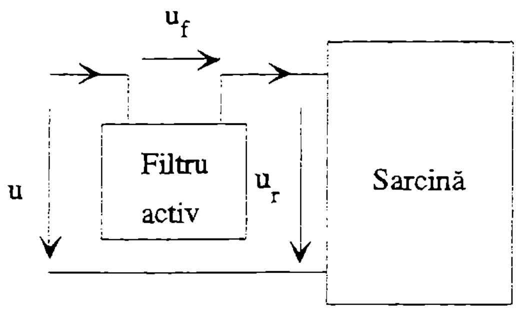


Fig. 10.29 Filtrul activ serie monofazat.

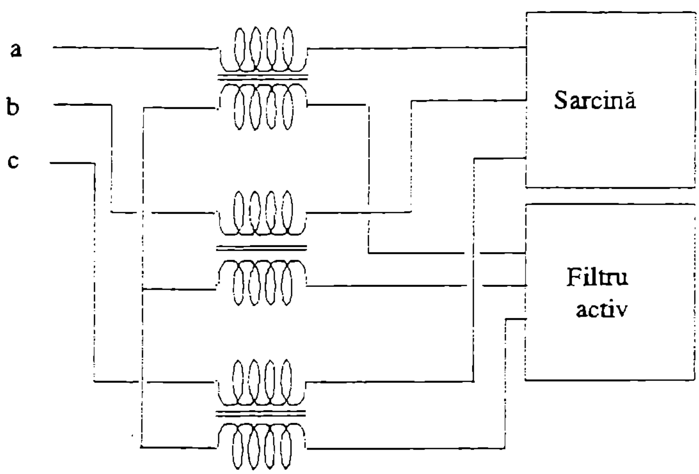


Fig. 10.30 Filtrul activ serie trifazat.

10.2.6.1 Filtrul activ serie comandat în tensiune

Când tensiunile rețelei de distribuție prezintă armonici, legarea unui filtru activ serie permite menținerea a tensiunii sau a tensiunilor la bornele sarcinii sinusoidale. De exemplu, în monofazat se comandă filtrul activ ca el să genereze o tensiune u_f astfel încât $u_r = u - u_f$ să fie sinusoidală.

Dacă sarcina absoarbe un curent poluat, filtrul activ serie comandat în tensiune nu îl poate corecta, curentul de linie fiind mereu egal cu curentul de sarcină.

Acest tip de filtru activ poate fi implantat pe sarcini poluante deja prevăzute cu filtre pasive. Ele permit în acest caz să fie evitate fenomenele de antirezonanță (datorate interacțiunii dintre filtrele pasive și impedanța rețelei) împiedicând armonicile de tensiune dinspre rețea să excite această antirezonanță.

10.2.6.2 Filtrul activ serie comandat în curent

Filtrul activ serie, controlat în curent, impune un curent de sarcină, de formă sinusoidală și în fază cu tensiunea rețelei. Curentul absorbit de la rețea fiind mereu egal cu curentul de sarcină, devine de asemenea sinusoidal și în fază cu tensiunea rețelei. Referința de amplitudine a acestui curent poate rezulta, ca și pentru comanda filtrelor active paralele, din reglarea mărimii de stare de pe partea de curent continuu a convertorului, ce compune filtrul activ.

Sarcina trebuie să fie de natura unei surse de tensiune, în măsură să asigure continuitatea curentului impus de filtrul activ.

Principiul de funcționare al acestui filtru presupune a priori că, atunci când tensiunea la bornele sarcinii scade, scade și curentul absorbit de aceasta. Mai mult, impunând curentul la intrarea într-un convertor alimentat de obicei în tensiune, se modifică funcționarea sa.

Trebuie avut grijă ca acest convertor să asigure mereu, în prezența unui filtru activ serie, funcția pentru care a fost construit.

11

PROTECȚIA CONVERTOARELOR STATICE DE PUTERE

11.1 Principii de bază utilizate. Elaborarea schemei de protecție

Alegerea schemei de protecție a unui convertor static este o problemă complexă, deoarece ea presupune mai întâi efectuarea unei analize a modului de defectare și apoi stabilirea condițiilor critice care pot apărea. Schema de protecție trebuie să fie construită ținând cont de un optim economic global, ce rezultă din evaluarea costurilor componentelor deteriorate, evaluarea costului reparației și a indisponibilității pe o perioadă determinată a echipamentului din care face parte convertorul. Din punct de vedere practic, acest optim economic poate evolua, pentru un același tip de echipament, după regimul său de utilizare, tipul și frecvența de apariție a defectelor ce provin din mediul în care acesta funcționează.

Se cercetează optimul, după patru criterii definite de inițialele FDMS: fiabilitate, disponibilitate, mentenanță și securitate.

Constructorul trebuie să descopere sursele posibile de defectare, probabilitatea de apariție a acestora și consecințele lor asupra convertorului. El trebuie să folosească mijloacele necesare de protecție pentru a asigura funcționarea echipamentului în conformitate cu exigențele utilizatorului, dar cunoscând faptul că protecțiile suplimentare măresc prețul echipamentului și îi diminuează fiabilitatea.

Asigurarea unei protecții complete este teoretic posibilă prin diverse componente de protecție, dar, practic, ea duce la costuri foarte mari.

Protecția convertoarelor se face, în general, în curent și în tensiune; se evită cu o probabilitate precisă depășirea curenților și tensiunilor maxime admise de componentele prezente în schema convertorului.

11.2 Protecția în curent

În convertoarele statice de putere, defectele care determină apariția unor curenți foarte mari sunt, de obicei, scurtcircuitele interne sau externe. Scurtcircuitele interne au drept cauză punerea în conducție intempestivă a unei componente semiconductoare, ca urmare a unei perturbații, a unui defect de comandă sau a defectării componentei.

Scurtcircuitele externe sunt cele care apar în circuitul de sarcină. Cel mai defavorabil este cel la bornele sarcinii.

Componentele supuse celor mai severe solicitări sunt cele care se află în starea de conducție în momentul defectării. Mai mult, distrugerea uneia din aceste componente determină de obicei un scurtcircuit.

La fel ca și pentru alte echipamente electrice, protecția minimală în curent, indispensabilă pentru un convertor, constă în mijloace de deconectare (întrerupere) care îl izolează de sursa sau de sursele de energie, cât mai rapid posibil după apariția curentului de defect. În general, este vorba despre întreruptoare automate limitatoare sau de contactoare echipate cu relee magneto-termice, dublate de siguranțe cu mare putere de rupere. Dacă sarcina se poate comporta și ca sursă de energie (de exemplu o mașina electrică), atunci trebuie instalată și de această parte o protecție de același tip.

Este uzual să se prevadă o plajă de curenți, pentru care sistemele de protecție utilizate sunt simultan eficace, după cum se arată în schema din fig. 11.1, unde valorile curentului sunt date în coordonate logaritmice.

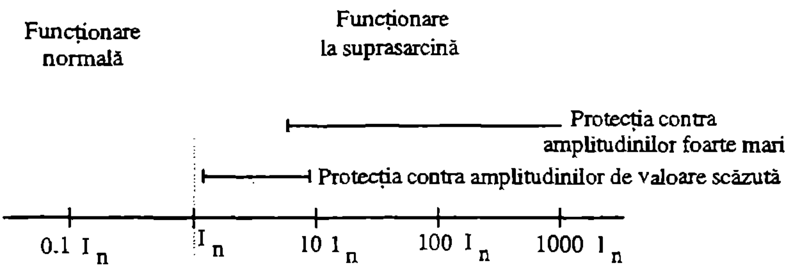


Fig. 11.1 Conceperea sistemelor de protecție la supracurenți.

În general, protecția globală, care permite izolarea convertorului de sursele de energie exterioare, nu este suficientă, deoarece ea este prea lentă pentru a proteja componentele semiconductoare de putere ale convertorului.

Pentru componentele cu inerție termică scăzută și cu comportare cvasi-adiabatică vizavi de încălzirea la scurtcircuit, este indispensabilă o protecție suplimentară.

a) diodele și tiristoarele se protejează prin legarea în serie a unei siguranțe ultrarapide SUR (fig. 11.2).



Fig. 11.2 Legarea în serie a unei siguranțe ultrarapide.

Siguranța ultrarapidă este în mod special construită pentru a îndeplini următoarele condiții:

- întrerupere sigură și foarte rapidă a curenților de scurtcircuit de intensități mari;
- limitarea amplitudinii și duratei curentului de defect;
- supratensiune scăzută în momentul întreruperii curentului;
- aplicarea principiului selectivității protecției;
- întreținere simplă și redusă.

Alegerea siguranței se face după valoarea efectivă a curentului care o străbate și după valoarea efectivă a tensiunii care apare la bornele sale după funcționarea sa. Siguranța asigură protecția dispozitivului, dacă sunt îndeplinite următoarele condiții:

$$k\left(I^2t\right)_{siguranta/150°C} < \left(I^2t\right)_{componenta/150°C}$$

$$I_C < I_{FSM/150°C} \quad \text{sau} \quad I_{TSM/150°C} \qquad (11.1)$$

$$U_a < V_{RRM}$$

unde:

k este un factor de corecție dat de constructor;

I_C este curentul limitat tăiat de siguranță;

U_a este tensiunea de arc a siguranței;

$\left(I^2t\right)_{siguranta/150°C}$ este integrala de curent a siguranței la 150°C, iar $(I^2t)_{componenta}$ cea a componentei, la acceași temperatură;

I_{FSM} (pentru diode); I_{TSM} (pentru tiristoare), I^2t, V_{RRM} sunt caracteristici ale componentei semiconductoare.

b) Tranzistoarele bipolare, MOS sau IGBT și tiristoarele GTO se protejează prin intermediul propriei lor comenzi. Această metodă constă în supravegherea unui anumit număr de parametri vitali și în caz de defect să se plaseze unul sau mai multe componente în starea în care acestea sunt cel mai puțin vulnerabile, adică în starea blocată.

Principalii parametri de supravegheat în cazul unui tranzistor de putere care funcționează în comutație sunt:

- ♦ În starea de conducție:
  - amplitudinea curentului de colector (sau de drenă, pentru MOSFET);
  - starea de saturație (curentul de bază sau de grilă suficient pentru ca tranzistorul să rămână cvasisaturat, oricare ar fi curentul de colector).
- ♦ În timpul comutației la deschidere (blocaj):
  - respectarea ariei de comutație sigură la polarizarea inversă (RBSOA);
- ♦ În starea blocată:
  - tensiunea maximă aplicată între colector și emitor (sau între drenă și sursă);
  - tensiunea de polarizare inversă a joncțiunii emitor-bază (cazul tranzistorului bipolar care funcționează la V_{CEX}) sau tensiunea negativă grilă-emitor (cazul IGBT-urilor);
- ♦ În timpul comutației la închidere (punerea în conducție):
  - respectarea ariei de comutație sigură la polarizare directă (FBSOA).

Actualmente, pentru tranzistoarele de putere, protecția activă descentralizată este cel mai des utilizată și a fost posibilă grație integrării. Ea asigură o protecție totală. Tranzistorul participă activ la propria sa protecție. În acest nou concept, circuitul de comandă convențional este înlocuit printr-un circuit integrat inteligent capabil să asigure, în afara funcției de comandă, supravegherea și protecția tranzitorului. Un astfel de integrat conține toate circuitele de supraveghere a parametrilor vitali pentru tranzistor. Supravegherea parametrilor se poate efectua în diverse moduri, direct sau indirect. De exemplu, curentul de suprasarcină poate fi detectat măsurând curentul de colector cu ajutorul unui șunt inserat pe returul negativ al alimentării cu înaltă tensiune. Căderea de tensiune este aplicată la intrarea unui comparator conținut în circuitul integrat și, în caz de suprasarcină, ea va depăși un nivel prestabilit reglat anterior. Atunci tranzistorul va fi blocat. Pe de altă parte, starea de saturație a tranzistorului în timpul fazei de conducție poate fi controlată în mod direct, printr-o supraveghere a tensiunii de saturație colector-emitor, care este în mod analog transmisă unui comparator.

Pragul de intervenție a fiecăruia din circuitele de supraveghere poate fi ajustat separat. Depășirea unuia din aceste praguri provoacă imediat o acțiune corectivă.

De exemplu, circuitul integrat UAA 4002 (vezi fig. 11.3) conține toate circuitele de supraveghere a parametrilor vitali pentru un tranzistor bipolar de putere: limitarea curentului, menținerea în conducție cvasisaturată, supravegherea tensiunilor auxiliare și a timpului de conducție minim și maxim, ajustabile separat. El permite organizarea protecției convertorului sub forma unei protecții active descentralizate.

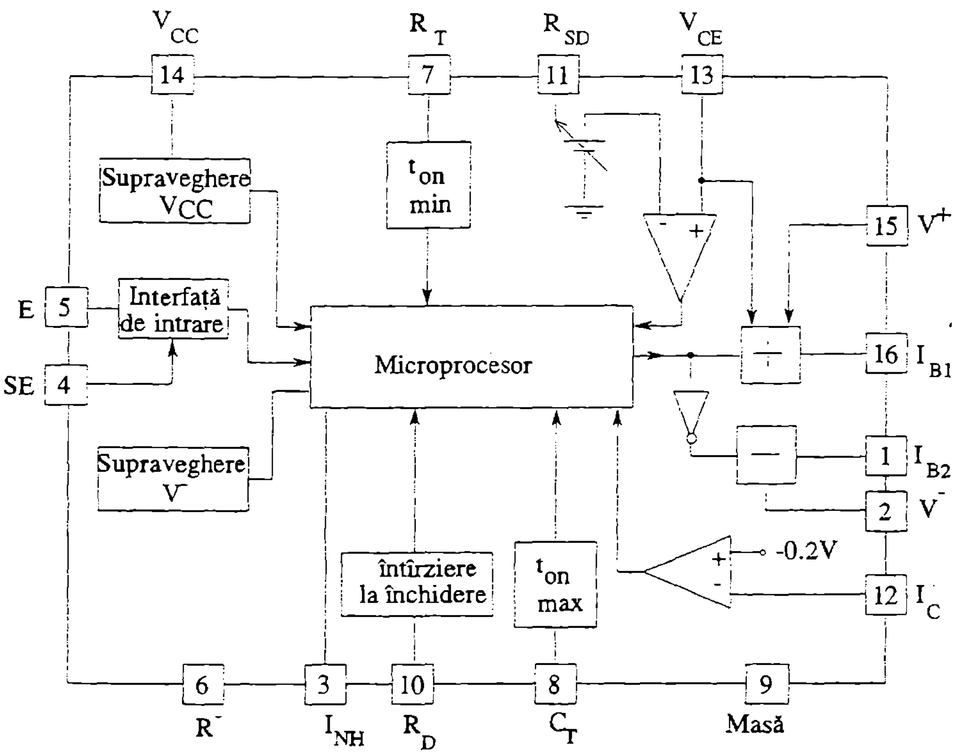


Fig. 11.3 Schema bloc pentru circuitul integrat UAA 4002 (Thomson CSF).

Pentru IGBT-uri, cel mai des utilizată este o metodă de protecție numită *"în doi timpi"* (vezi fig. 11.4).

- *Primul timp:* se intervine foarte rapid, plecând de la o informație de defect care poate fi insuficientă, dar care pune tranzistorul într-o situație de securitate maximă, întrucât curentul de colector de defect este limitat prin reducerea imediată a comenzii de grilă de la 15V la 10V.
  Informația poate fi, de exemplu, creșterea tensiunii în starea de conducție a IGBT.

- *Al doilea timp:* se analizează informația.
  - dacă este un defect trecător sau o perturbație, se repune comanda de grilă la 15V și convertorul continuă să funcționeze fără a fi fost perturbat.
  - dacă este un defect permanent, se ia decizia de blocare a IGBT. Aceasta se face plecând de la un nivel de curent mult mai scăzut, deci supratensiunile vor fi mai puțin importante.

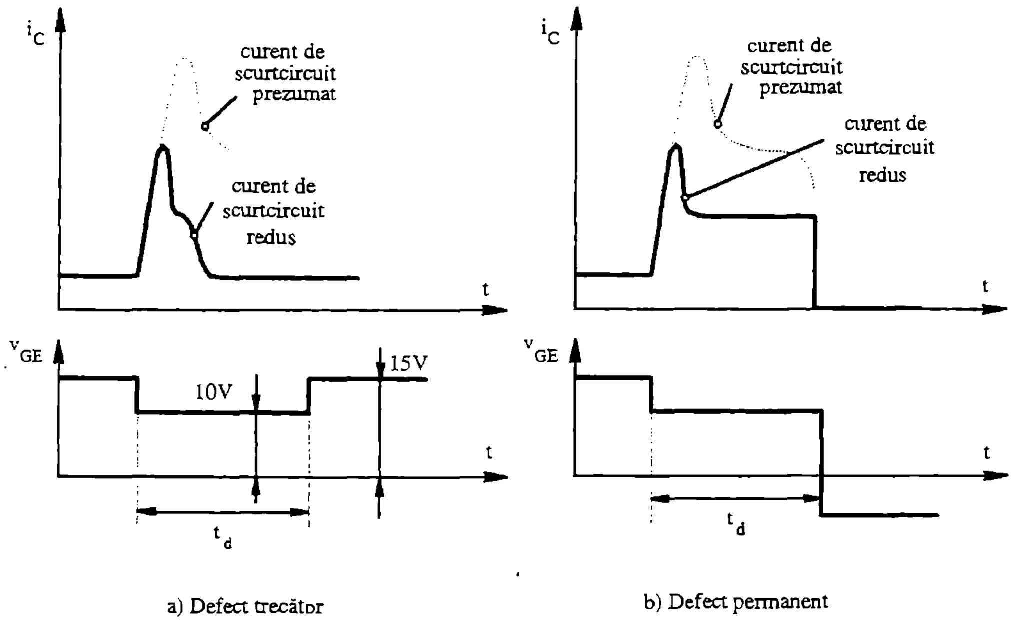


Fig. 11.4 Metoda de protecție în doi timpi.

Fig. 11.5 prezintă un circuit de protecție la scurtcircuit bazat pe metoda *"în doi timpi"*.

În general, logica de securitate va fi mai mult sau mai puțin complexă, în funcție de tipul de circuit în care este utilizat tranzistorul și de mediul în care lucrează.

Fig. 11.6 prezintă circuitul specializat produs de Firma "Hitachi".

Astăzi, au fost puse la punct module de putere cu tranzistoare auto-protejate și izolate galvanic față de circuitul de comandă. Astfel, se obține o foarte mare siguranță în funcționare a circuitelor tranzistorizate, independent de mediul înconjurător exterior.

Se va trata, cu titlu de exemplu, dimensionarea protecției la scurtcircuit pentru un redresor trifazat în punte (PD3, B6) necomandat (fig. 11.7).

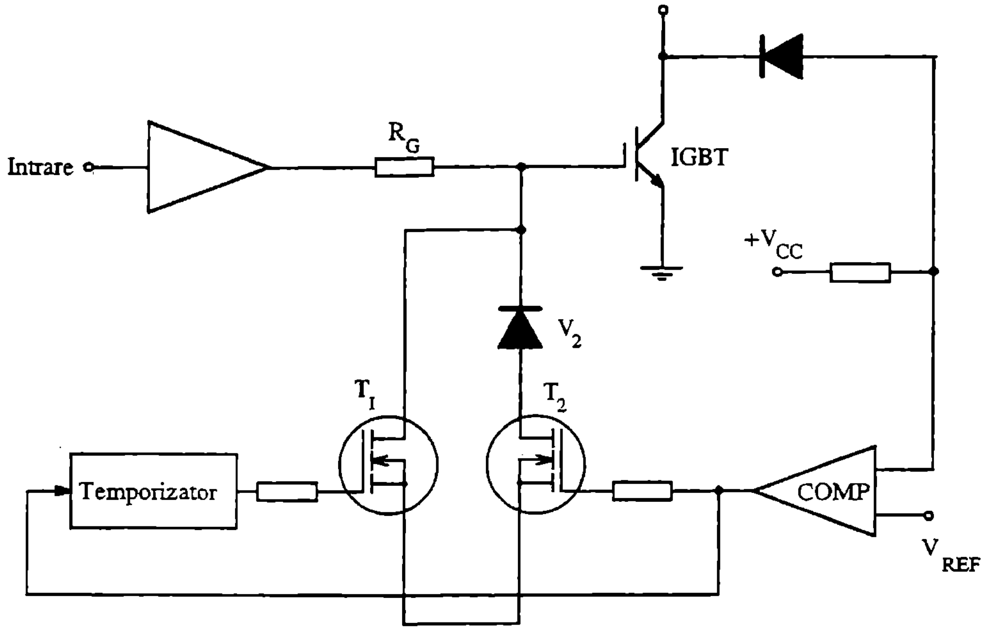
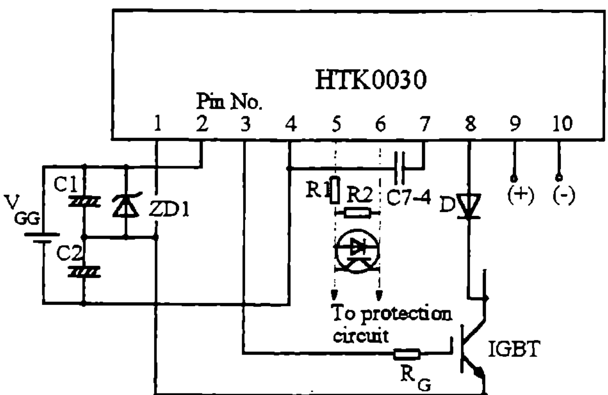


Fig. 11.5 Circuitul de protecție la supracurenți bazat pe metoda "*în doi timpi*".

Connection Diagram of External Parts **Recomanded External Parts**



V_{GG}:25 V±5%
C1, C2: 1000µF, 25 V
C7-4: 2200pF (1000pF~3300pF
Miss operation preventive capacitor
ZD1: Hitachi Type AU01-16 (Vz=16V)
R_G: Select a gate resistance according to the module used.
D: Hitachi Type V11M (1300V, 0.4A)
R1: 2.2kΩ (1.4kΩ−5.8kΩ)
R2: 1kΩ
9,10pin: Input signal pin; input signal 5V

Fig. 11.6 Circuitul de comandă integrat HTK0030.

Ca variante de protecție, siguranțele ultra rapide se pot lega în serie cu fiecare diodă (fig. 11.7,a), în secundarul transformatorului (fig. 11.7,b), sau în serie cu fiecare diodă și cu secundarul.

Dimensionarea protecției se face în două etape:

A) Alegerea siguranței ultrarapide după parametrii săi nominali;

B) Verificarea dacă siguranța aleasă oferă protecție diodei.

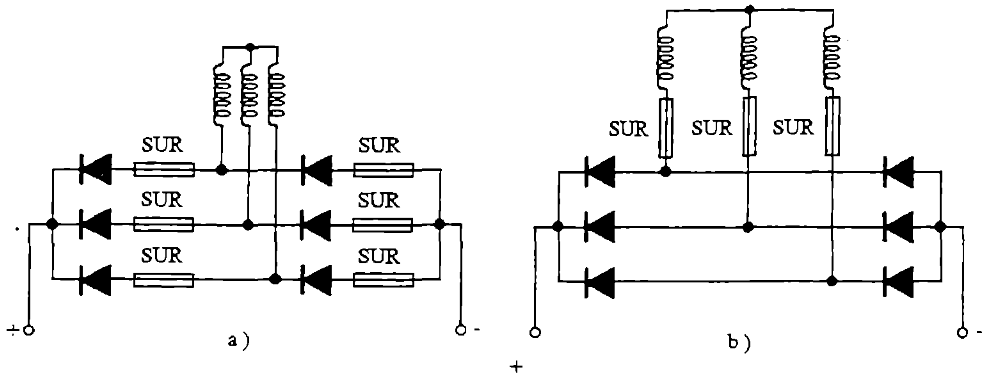


Fig. 11.7 Protecția la scurtcircuit a redresorului trifazat în punte, cu siguranțe ultrarapide SUR.

Pentru etapa A), trebuie să se stabilească tensiunea nominală U_n și curentul nominal I_n necesare alegerii siguranței.

Tensiunea nominală U_n trebuie să fie mai mare (cel puțin egală) cu valoarea de vârf $\hat{U}_{sf}$ a tensiunii între fazele secundare ale transformatorului:

$$U_n \geq \hat{U}_{sf} \tag{11.2}$$

Pentru cuplajul în stea (fig. 11.7):

$$\hat{U}_{sf} = \sqrt{3}\hat{U}_f \tag{11.3}$$

iar pentru cel în triunghi:

$$\hat{U}_{sf} = \hat{U}_f \tag{11.4}$$

cu: $\hat{U}_f = \sqrt{2}U_f$, unde U_f este valoarea efectivă a tensiunii secundare pe fază.

Curentul nominal I_n trebuie să fie cel pentru care siguranța nu funcționează când este parcursă de curenții de suprasarcină de durată (ore), admisibili pentru redresor.

Pentru montajul din fig. 11.7,a se calculează valoarea efectivă a curentului de suprasarcină admisibil $I_{SU.Id}$ care trece prin siguranță, cu relația (11.5).

$$I_{SU.Id} = c_{S1}\frac{\overline{I}_{dn}}{\sqrt{3}}\frac{1}{n_p c_n} \tag{11.5}$$

cu: $c_{S1} = \dfrac{\overline{I}_{\text{suprasarc. dur.}}}{\overline{I}_{dn}}$ - factorul de suprasarcină;

$\overline{I}_{\text{suprasarc. dur.}}$ - valoarea medie a curentului de suprasarcină de durată, impus de caietul de sarcini;

$\overline{I}_{dn}$ - valoarea medie a curentului redresat în regim nominal (curentul nominal).

n_p - numărul de diode legate în paralel pe aceeași cale (pentru o singură diodă $n_p = 1$);

c_n factor de neuniformitate a repartiției curenților prin diodele legate în paralel (c_n=0,7...0,95).

Pentru montajul din fig. 11.7,b curentul de suprasarcină $I_{SU.ld}$ admisibil prin siguranță este:

$$I_{SU.ld} = c_{S1}\sqrt{\frac{2}{3}}\bar{I}_{dn} \tag{11.6}$$

Curentul nominal I_n al siguranței trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$I_n \geq I_{SU.ld} \tag{11.7}$$

Ținând cont de relațiile (11.2) și (11.7), se alege siguranța din catalog.

Etapa B) constă în verificarea comportării siguranței la suprasarcini admisibile de scurtă durată (minute) și la scurtcircuit. Siguranța nu trebuie să funcționeze pentru suprasarcini admisibile de scurtă durată $I_{su.sc.d}$ (impuse de caietul de sarcini). Valoarea efectivă a curentului $I_{su.sc.d}$ se calculează, astfel:

- pentru montajul din fig. 11.7,a:

$$I_{su.sc.d} = c_{s2}\frac{\bar{I}_{dn}}{\sqrt{3}}\frac{1}{n_p c_n} \tag{11.8}$$

- pentru montajul din fig. 11.7,b:

$$I_{su.sc.d} = c_{s2}\sqrt{\frac{2}{3}}\bar{I}_{dn} \tag{11.9}$$

unde: c_{s2} este factorul de suprasarcină , dat de relația $c_{S2} = \frac{\bar{I}_{suprasarc.sc.d.}}{\bar{I}_{dn}}$, iar curentul $\bar{I}_{suprasarc.sc.d.}$ este impus de caietul de sarcini.

Pentru valoarea $\bar{I}_{suprasarc.s.c.d.}$ calculată cu relațiile (11.8) sau (11.9), timpul total t de eliminare a defectului rezultă din caracteristica de protecție (sau caracteristica timp-curent) a siguranței.

Siguranța a fost corect aleasă dacă:

$$t > t_{suprasarc.s.c.d} \tag{11.10}$$

unde:

$t_{suprasarc.sc.d}$ este durata impusă (suprasarcină de scurtă durată).

Siguranța protejează dioda la scurtcircuit dacă sunt respectate condițiile (11.1).

Luarea în considerare a integralelor de curent $\left(I^2t\right)$ este impusă de necesitatea topirii siguranței și a întreruperii circuitului, înainte ca dioda să fie distrusă prin efect termic.

În cazul nostru, condiția se scrie:

- pentru montajul din fig. 11.7,a:

$$k\left(I^2t\right)_{siguranta/150^\circ C} < k_1\left(I^2t\right)_{dioda/150^\circ C} \tag{11.11}$$

- pentru montajul din fig. 11.7,b:

$$k\left(I^2t\right)_{siguranta/150^\circ C} < \left(n_p c_n\right)^2\left(I^2t\right)_{dioda/150^\circ C} \tag{11.12}$$

Pentru verificarea condițiilor (11.11) sau (11.12) se găsesc în cataloage integralele de curent ale siguranței și diodei.

k depinde de tensiunea de utilizare a siguranței. Funcția $k(U)$, dată în mod calitativ în fig. 11.8, este furnizată de către constructor în catalogul siguranței.

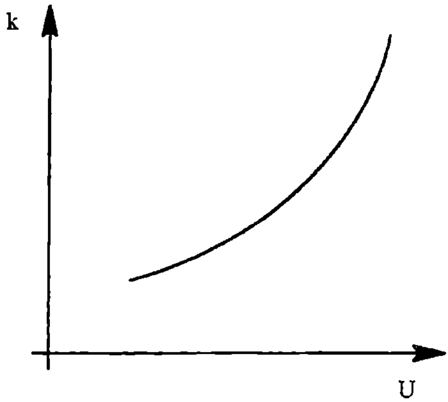


Fig. 11.8 Curba $k(U)$ pentru siguranța ultrarapidă.

k_1 ține cont de faptul că (I^2t) pentru dispozitiv este de obicei stabilită pentru o undă de forma unei jumătăți de sinusoidă de durată 10ms, dar practic durata de funcționare a siguranței este mai scurtă.

Legătura $k_1(t)$ (t = timpul total de eliminare a defectului) depinde de tipul siguranței.

Alura este dată din punct de vedere calitativ în fig. 11.9.

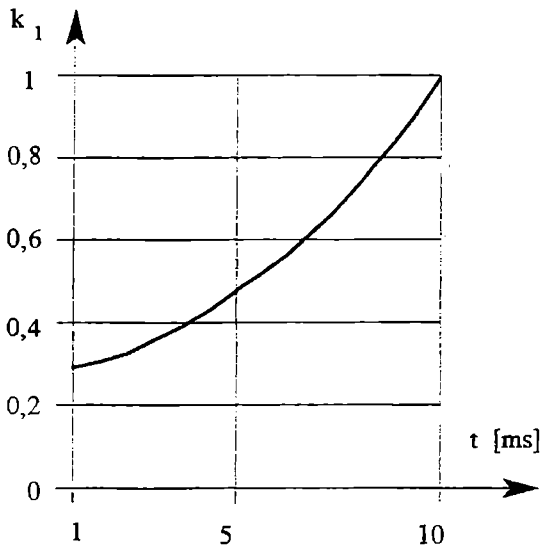


Fig. 11.9 Diagrama $k_1(t)$.

A doua condiție (11.11) demonstrează limitarea de către siguranță a curentului de scurtcircuit la o valoare I_c, nepericuloasă pentru diodă.

Valoarea I_c a curentului limitat tăiat se determină din caracteristica de limitare $I_c(I_p)$ a siguranței.

Pentru montajul din fig. 11.7,a, valoarea efectivă a curentului prezumat este dată de relația:

$$I_p = \frac{\bar{I}_{dn}}{\sqrt{3}} \frac{1}{u_{sc}[\%]} \frac{1}{n_p c_n} \tag{11.13}$$

iar pentru montajul din fig. 11.7,b:

$$I_p = \bar{I}_{dn} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{u_{sc}[\%]} \tag{11.14}$$

cu:

$u_{sc}[\%]$ -tensiunea de scurtcircuit a transformatorului.

Valoarea I_c rezultă din caracteristica de limitare $I_c(I_p)$ pentru I_p calculat.

Siguranța a fost bine aleasă dacă:

– pentru montajul din fig. 11.7,a:

$$I_c < I_{FSM/150^\circ} \tag{11.15}$$

– pentru montajul din fig. 11.7,b:

$$\frac{I_c}{n_p c_n} < I_{FSM/150^\circ} \tag{11.16}$$

Pentru verificarea celei de-a treia condiții (11.11), tensiunea de arc U_a a siguranței se obține din diagrama $U_a(U)$ (U=tensiunea de serviciu) dată în catalog de către constructor. V_{RRM} se găsește în catalogul diodei.

11.3 Protecția în tensiune

Componentele semiconductoare de putere ale convertoarelor statice au un cristal semiconductor de grosime redusă care determină un raport relativ scăzut între tensiunea normală de funcționare și tensiunea de străpungere prin masa cristalului sau pe suprafața lui. Acest fapt impune limitarea la valori admisibile a supratensiunilor care apar pe durata de viață a convertorului. Aceste supratensiuni pot fi interne, datorate comutației ori funcționării unui dispozitiv de decuplare în regim normal ori în momentul unui supracurent, sau externe, cauzate de sarcină ori de manevrele făcute asupra părții de alimentare.

11.3.1 Sursele de supratensiune

Supratensiunile pot fi repetitive (de exemplu, în cazul supratensiunilor de comutație) sau aleatorii. Primele sunt previzibile, cunoscând principiul și schema de funcționare a convertorului, deci mult mai ușor de limitat. Cele aleatoare apar la momente imprevizibile.

Energia acestor supratensiuni este, din păcate, necunoscută. Dar, prin experimentări, se pot estima valori care să fie luate în considerație pentru a dimensiona protecția în tensiune.

11.3.1.1 Supratensiunile repetitive

În general, supratensiunile de comutație sunt generate de energia stocată în inductanța circuitului. Variația curentului $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ în inductanța L dă o tensiune egală cu $-L\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$, care are o polaritate de o asemenea manieră încât mărește solicitările. Acest fenomen generează supratensiuni.

Se pot cita câteva exemple:

a) Alimentarea primarului transformatorului convertorului.

Dacă convertorul este alimentat de la rețea, închizând întreruptorul montat în circuitul primar al transformatorului, în momentul maximului tensiunii rețelei (fig. 11.10), datorită inductanței și capacității de scăpări a înfășurării secundare, apare o tensiune tranzitorie secundară de o amplitudine $\hat{U}_{SS}$, mai mare decât de două ori tensiunea secundară normală U_S.

b) Deconectarea primarului transformatorului convertorului

Deconectarea primarului transformatorului convertorului, ce lucrează cu un curent de sarcină mare, conduce la supratensiuni ce pot atinge de 10 ori valoarea tensiunii secundare normale (fig. 11.10).

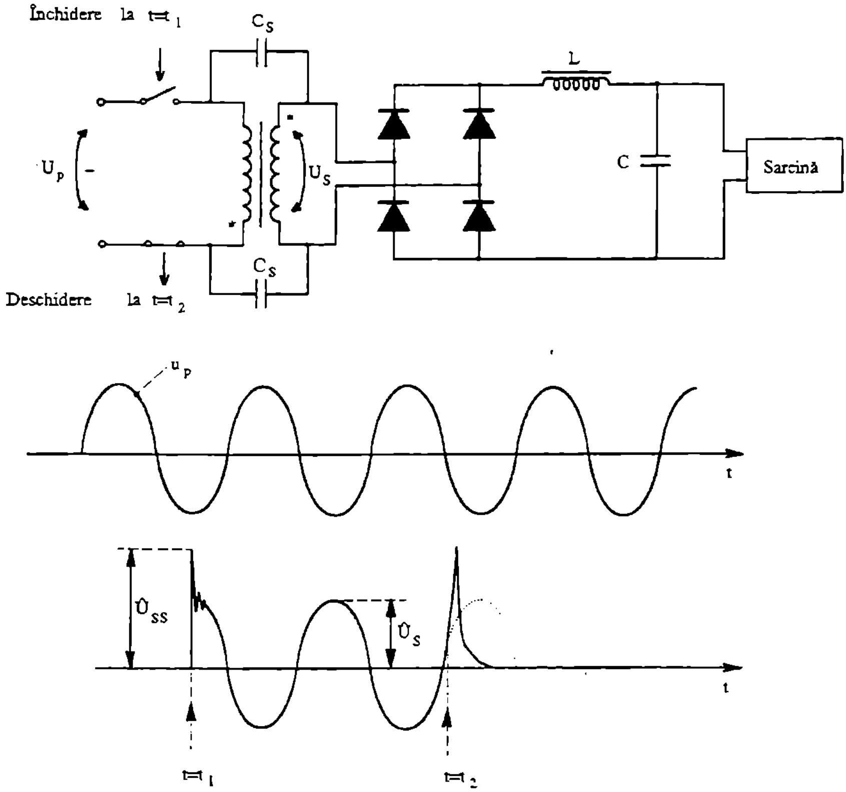


Fig. 11.10 Supratensiunea la alimentarea primarului transformatorului.

c) Întreruperea circuitului în caz de scurtcircuit a sarcinii, atunci când sursa de alimentare este inductivă (fig. 11.11).

Sursa va genera o supratensiune $-L\frac{di}{dt}$ de energie mare, care acționează asupra componentelor.

d) Deconectarea circuitelor de filtrare (fig. 11.12)

Pentru contactorul K, filtrul reprezintă o sarcină inductivă care poate conduce la amorsarea repetată a arcului electric în camera de stingere. Acest fenomen generează oscilații de înaltă frecvență ale tensiunii furnizate convertorului.

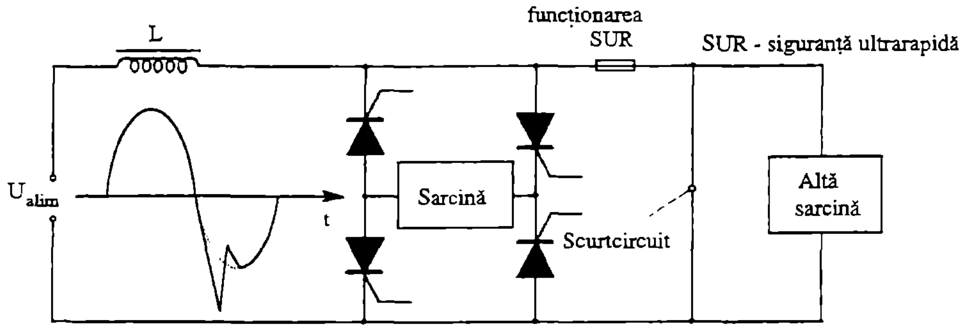


Fig. 11.11 Supratensiunile datorate eliminării scurtcircuitului.

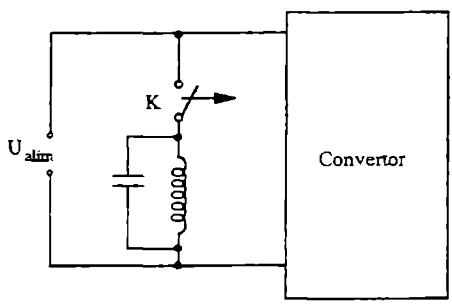


Fig. 11.12 Deconectarea circuitelor de filtrare.

e) Regimul dinamic (de comutație)

În convertoare, componentele semiconductoare de pe partea de forță funcționează în regim dinamic (de comutație). Fenomenul generator de supratensiuni este întreruperea curentului în diferitele semiconductoare în timpul blocării lor naturale sau comandate, în funcție de principiul de funcționare ale convertorului. Limitarea supratensiunilor generate de acest fenomen este asigurată de către circuitele de îmbunătățire a comutației (CALC sau Snubber) construite pe baza circuitelor RC sau RCD (rezistență-capacitate-diodă) și uneori pe baza unor componente neliniare (diode cu avalanșă controlată, varistoare, etc.).

Trebuie subliniat faptul că, în regim de blocare, tensiunea la bornele componentelor evoluează în funcție de modul de funcționare al convertorului și poate prezenta forme de undă foarte diverse.

11.3.1.2 Supratensiunile aleatoare

Supratensiunile aleatoare sunt produse de trăznete, de comutația sarcinilor paralele legate în paralel pe același sistem de distribuție sau, în cazul în care multe componente semiconductoare protejate individual prin câte o siguranță sunt conectate în paralel, datorită eliminării curentului de defect în una dintre componente, prin funcționarea siguranței sale. Pentru a defini aceste solicitări sunt utilizate metode statistice.

11.3.2 Posibilitățile de protecție la supratensiuni

Protecția împotriva supratensiunilor externe se face în general la intrarea convertorului, prin eclatoare sau descărcătoare cu rezistență neliniară (carbură de siliciu, oxid de zinc, etc.). Ele joacă un rol de limitare. Descărcătorul se definește prin caracteristica sa curent-tensiune, tensiunea maximă de serviciu și energia maximă absorbită în regim de scurtă durată. Protecția împotriva supratensiunilor interne se face prin componente sau scheme de limitare care limitează supratensiunile la nivele stabilite, admisibile pentru componentele convertorului. Tipul de protecție utilizat și legarea sa în schema convertorului sunt funcție de originea supratensiunii, de nivelul său și de nivelul de limitare impus. În momentul proiectării convertorului, după estimarea nivelului supratensiunilor, există multiple posibilități de acțiune pentru a evita defectările datorate supratensiunilor, dintre care enumerăm:

a) alegerea componentelor cu tensiuni de străpungere foarte ridicate (sau montarea lor în serie), superioare nivelului supratensiunilor. Pentru diode și tiristoare, raportul $\frac{V_{SU}}{V_{RRM}}$ poate fi ales între 1,5 și 3 (V_{SU}=valoarea maximă a supratensiunii), dar soluția trebuie să rămână și economică.
b) eliminarea sau reducerea cauzelor ce provoacă supratensiuni. Se impune să se decupleze întâi secundarul transformatorului convertorului ce funcționează în gol.
c) legarea în schema convertorului a elementelor de protecție la supratensiuni, cum ar fi grupurile RC, diodele Zener, cu avalanșă controlată, cu seleniu, varistoarele, etc.

De obicei, protecția este o combinație între posibilitățile a), b) și c).

Deseori, se preconizează montarea unui element de protecție la supratensiuni pe fiecare componentă semiconductoare de putere. Această situație este prezentată în fig. 11.13, pentru diferite componente. Elementul de protecție este dimensionat astfel încât să acumuleze și să disipe energia supratensiunii, asigurând nivelul de supratensiune admisibil la bornele componentei semiconductoare.

În cazul grupului RC, condensatorul acumulează energia suplimentară care apare odată cu supratensiunea și o cedează treptat, după dispariția acesteia. Tensiunea maximă $U_{C\max}$ la bornele condensatorului este aleasă în funcție de valoarea instantanee maximă admisibilă a tensiunii inverse V_{RSM} (sau directe V_{DSM}) a componentei semiconductoare. Valoarea condensatorului se calculează cu relația:

$$C = \frac{2W}{U_{C\max}^2 - \hat{U}^2} \tag{11.17}$$

$\hat{U}$ este valoarea maximă a tensiunii în regim normal (nominal);
W este energia supratensiunii.

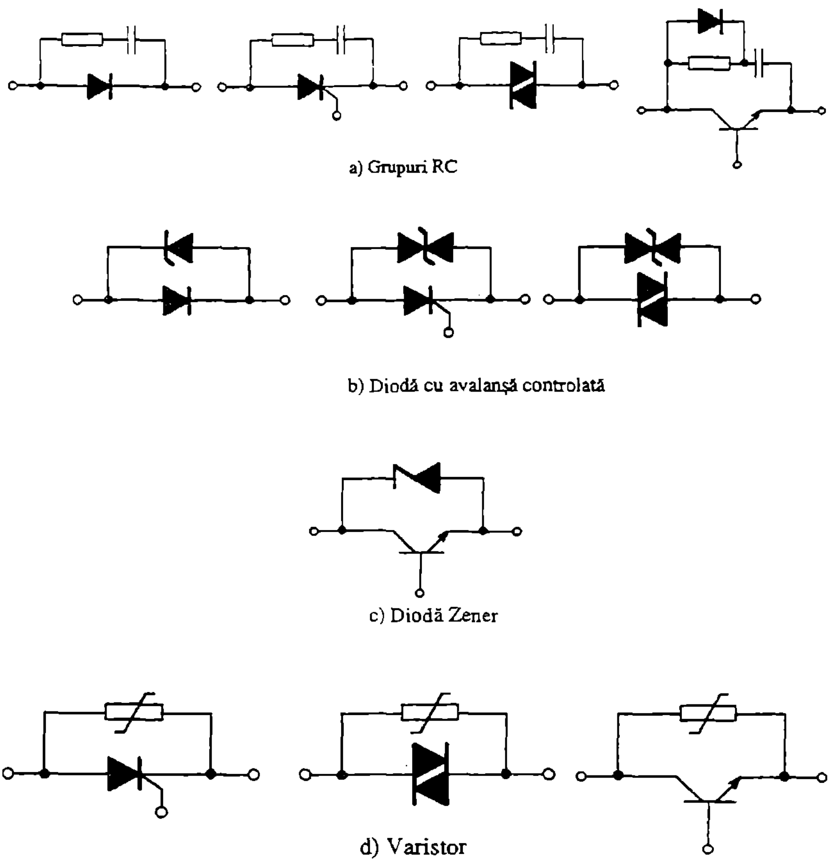


Fig. 11.13 Modurile de protecție la supratensiuni pe fiecare componentă semiconductoare.

Valoarea rezistenței este determinată astfel încât să se evite oscilațiile circuitului și să se limiteze amplitudinea și integrala curentului de descărçare al condensatorului la valori admisibile pentru componenta semiconductoare.

Utilizarea altor elemente de protecție (diode cu avalanșă controlată, diode cu seleniu, diode Zener, varistoare) este bazată pe caracteristicile lor neliniare curent-tensiune. Ele prezintă o rezistență ridicată sub nivelul tensiunii de străpungere și o scădere bruscă a acestei rezistențe, când nivelul de străpungere este atins.

Aceste elemente se diferențiază prin ordinul de mărime al tensiunii de străpungere, panta caracteristicii, dispersia ei, curentul maxim admis, viteza de răspuns, etc.

Din punct de vedere al energiei supratensiunii de limitat, se poate impune soluția legării în paralel la bornele componentei semiconductoare a două elemente de protecție diferite (de exemplu un grup RC și o diodă cu avalanșă controlată).

Tensiunea de limitare V_C a elementelor de protecție alese (diode cu avalanșă controlată, diode Zener, varistoare) trebuie să fie inferioară tensiunii maxime admise V_{max} a componentei de protejat:

$$V_C \le V_{max} \tag{11.18}$$

În același timp, curentul care le străbate în timpul regimului tranzitoriu nu trebuie să depășească curentul maxim admisibil. Fig. 11.14 arată efectul protecției prin varistor pentru un tranzistor bipolar de putere. Se observă că nivelul supratensiunii este puternic redus.

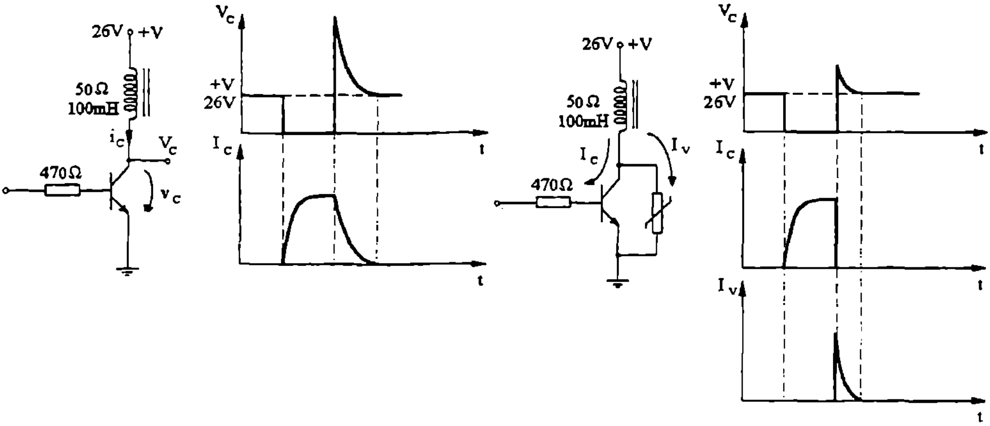


Fig. 11.14 Protecția prin varistor.

11.3.3 Protecția la supratensiuni a redresoarelor

S-au ales redresoarele și în particular redresorul trifazat în punte, pentru a ilustra posibilitățile de alegere și de dimensionare a protecției la supratensiuni.

Protecția se poate lega:

a) În primarul transformatorului, pentru a proteja redresorul la supratensiunile datorate manevrelor de deschidere-închidere făcute în primarul transformatorului și contra variațiilor de sarcină. Protecția se poate face de exemplu cu grupuri RC (fig. 11.15,a), diode cu avalanșă controlată (fig. 11.15,b) sau varistoare (fig. 11.15,c).

Dacă este vorba de un grup RC, valoarea capacității C se calculează cu relația (11.17).

Energia acumulată în câmpul magnetic al transformatorului este dată:

- pentru transformatoarele trifazate:

$$W = \frac{1}{2\omega}\frac{i_o[\%]}{100}S \tag{11.19}$$

- pentru transformatoarele monofazate:

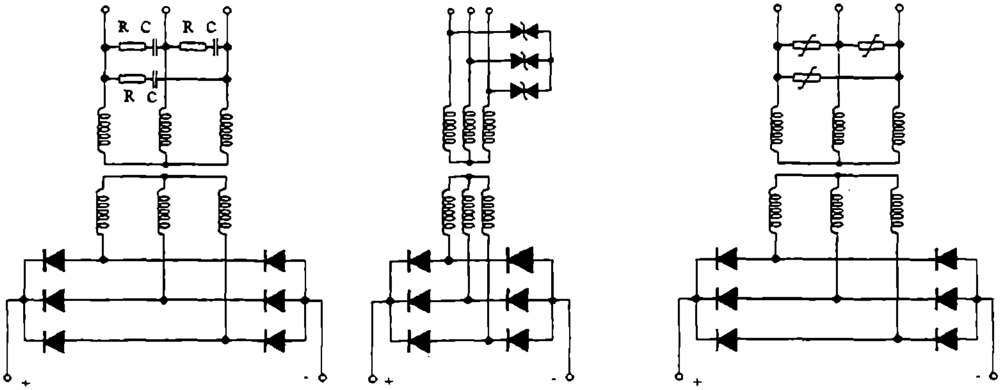
$$W = \frac{1}{\omega}\frac{i_o[\%]}{100}S \tag{11.20}$$

Notațiile sunt următoarele:

$i_o[\%] = \frac{I_o}{I_{1nom}}100$ - curentul relativ în gol;

S - puterea aparentă;

$\omega = 2\pi f$; f - frecvența.



a) Grupuri RC b) Diode duble cu avalanșă controlată c) Varistoare

Fig. 11.15 Protecția legată în primarul transformatorului.

Rezistența R se obține din inegalitatea:

$$R \geq \frac{3}{2}\sqrt{\frac{L_s}{C}} \qquad [\Omega] \tag{11.21}$$

cu:

$$L_s = \frac{u_{sc}[\%]U^2}{100\omega S} \tag{11.22}$$

cu:

$u_{sc}[\%]$ - tensiunea relativă de scurtcircuit a transformatorului;

U - valoarea efectivă a tensiunii nominale.

b) În secundarul transformatorului, pentru a proteja redresorul împotriva supratensiunilor datorate atât conectării și deconectării transformatorului și sarcinii, cât și comutațiilor componentelor semiconductoare de putere. Fig. 11.16 arată câteva tipuri de scheme de protecție.

Una dintre cele mai utilizate scheme pentru protecție este cea cu punte auxiliară, prezentată în fig. 11.16,b. Rezistența R_1 atenuează oscilațiile supratensiunii și limitează curentul prin diodele punții auxiliare în timpul încărcării condensatorului C. Rezistența R_2 reprezintă calea pentru descărcarea condensatorului C, după dispariția supratensiunii.

Valoarea condensatorului C se calculează cu relația:

$$C = \frac{1,5}{6\pi f} \cdot \frac{S_S i_o[\%]}{V_{RRM}^2 - \hat{U}_{2n}^2} 10^7 \qquad [\mu F] \tag{11.23}$$

cu:

f [Hz] - frecvența tensiunii secundare;

$S_S = 1,05\overline{U}_{do}\overline{I}_{dn}$ [kVA] - puterea aparentă de calcul secundară;

$\overline{U}_{do}$ - tensiunea redresată în gol;

$\overline{I}_{dn}$ - curentul redresat nominal;

$\hat{U}_{2n}$ - valoarea de vârf a tensiunii secundare între faze;

$i_o[\%]$ - curentul relativ în gol al transformatorului.

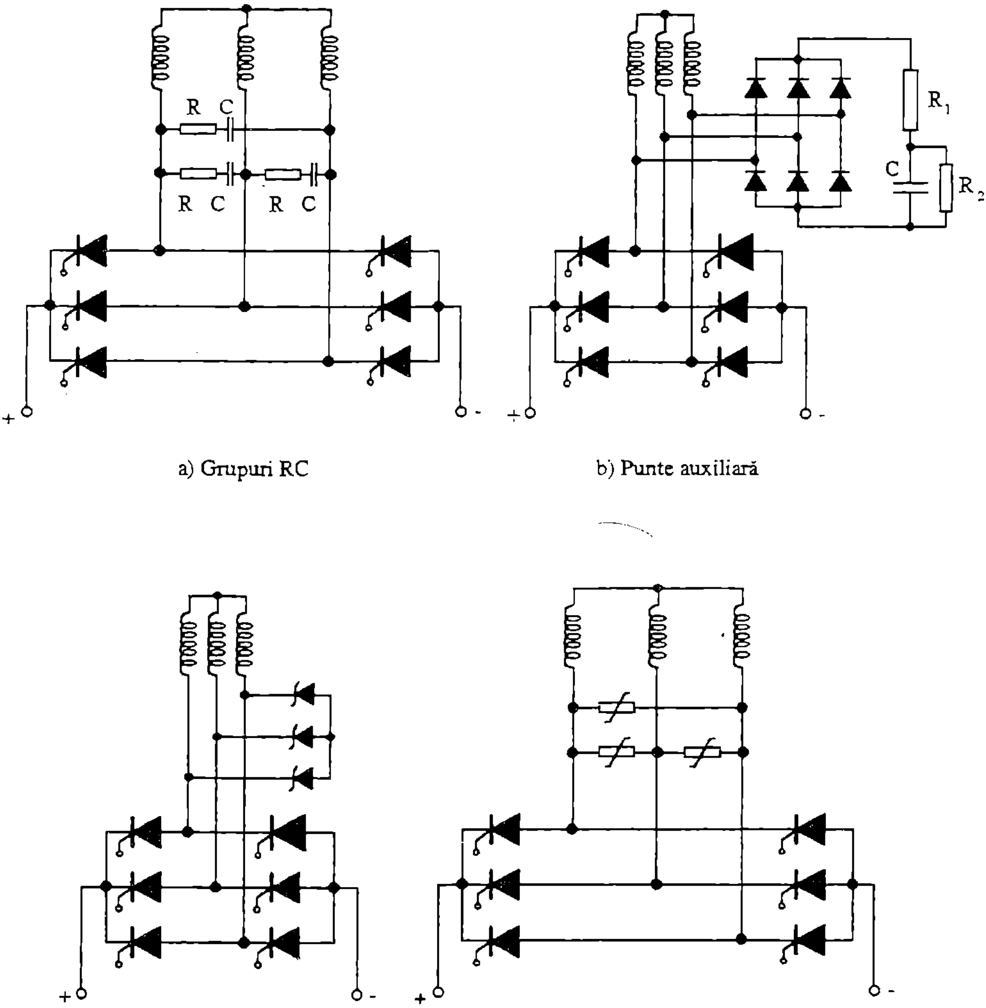
Rezistența de limitare R_1 se alege după inegalitatea:

$$R_1 \geq 2\sqrt{\frac{2L_s}{C}} \tag{11.24}$$

cu:

$$L_s = \frac{u_{sc}[\%]U_{2n}^2 10^3}{100 \cdot 2\pi f \cdot S_S} \ [\mu\text{H}] \tag{11.25}$$

C [μF], calculat cu relația (11.23); U_{2n} [V]; S_S [kVA]; f [Hz].



a) Grupuri RC

b) Punte auxiliară

c) Celule cu seleniu

d) Varistoare

Fig. 11.16 Protecția legată în secundarul transformatorului.

R_2 se calculează din condiția care impune descărcarea condensatorului C pe durata unei semiperioade (10ms), de la valoarea supratensiunii la 10% din această valoare:

$$R_2 = \frac{5 \cdot 10^3}{fC} \quad [\text{m}\Omega] \tag{11.26}$$

cu: f [Hz] și C [μF].

Puterile disipate în rezistențe sunt date de relațiile:

$$P_1 = R_1 \left(\frac{\hat{U}_{2n}}{R_1 + R_2} \right)^2 \quad ; \quad P_2 = \frac{\hat{U}_{2n}^2}{R_2} \tag{11.27}$$

Se aleg pentru rezistențele R_1 și R_2 valori normalizate. Ele pot fi constituite dintr-una sau mai multe rezistențe.

Practic, puterile lor trebuie să fie cu aproximativ 10% mai mari decât valorile calculate cu relația (11.27).

Diodele punții auxiliare trebuie să aibă tensiunea V_{RRM}, a componentelor semiconductoare de pe partea de putere a redresorului și curentul $I_{FSM} > \frac{V_{RRM}}{R_1}$.

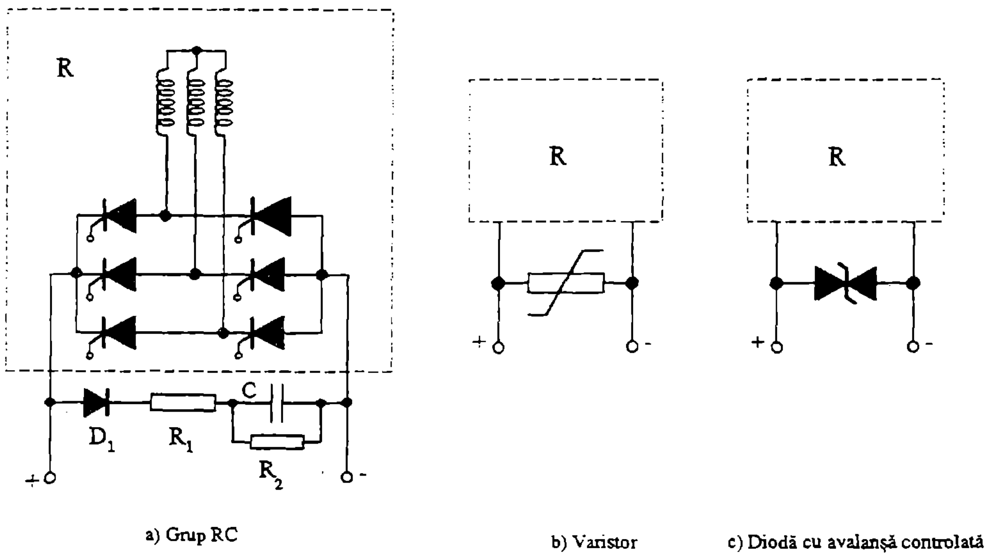


Fig. 11.17 Protecția legată pe partea de curent continuu.

Avantajul acestui tip de protecție este posibilitatea utilizării condensatoarelor electrolitice.

c) Pe partea de curent continuu, pentru protejarea redresorului contra variației sarcinii. În fig. 11.17 sunt prezentate câteva exemple. Dacă se utilizează un grup RC, avantajul este că C este un condesator electrolitic (fig. 11.17.a).

Dioda D_1 are un rol de decuplare. Fig. 11.17,b prezintă utilizarea varistorului, iar fig. 11.17,c utilizarea diodei cu avalanșă controlată.

d) Pe fiecare componentă semiconductoare (fig. 11.13), în locul montării ei în secundarul transformatorului

Trebuie subliniat faptul că nu există o soluție unică în ceea ce privește protecția la supratensiuni a redresoarelor.

Soluțiile b) și d) sunt cel mai des utilizate. Dacă în unele cazuri nu este suficientă o soluție, se iau în considerare și celelalte posibilități.

11.4 Concluzii

Elaborarea schemelor de protectie în curent și tensiune a unui convertor de putere este o problemă complexă, pentru care nu există soluție unică. Schemele alese trebuie să țină cont de considerentele prezentate în acest capitol.

12

DISPOZITIVELE FACTS ÎN REȚELELE ELECTRICE DE TRANSPORT

12.1 Condițiile care au dus la apariția și dezvoltarea dispozitivelor FACTS

În prezent sistemele de transport al energiei electrice sunt puternic interconectate. Se urmărește astfel atingerea unui nivel înalt de fiabilitate în aprovizionarea consumatorilor cu energie electrică și obținerea unor costuri reduse de producție și transport.

În aceste condiții, o problemă fundamentală a transportului energiei electrice este controlul fluxurilor de putere; se încearcă a se circumscrie tranzitele de puteri active și reactive unor anumite trasee, determinate de criterii de optim economic și de stabilitate ale sistemului.

Optimul economic este determinat în principal de variația costurilor de producție de la o regiune la alta în funcție de condițiile de mediu, regim pluviometric, anotimp, etc.

Criteriile de stabilitate ale sistemului sunt date de capacitatea de transport a liniilor. Depășirea unor anumite praguri de putere activă și reactivă tranzitată determină potențiale probleme de stabilitate. În cadrul unui sistem interconectat, cum e cazul sistemului de transport al energiei electrice, aceste probleme (deconectartea unui generator sau a unei linii) chiar localizate geografic pot avea un impact notabil asupra întregului sistem.

Mijloacele de acțiune pentru ca transmisia de putere să se efectueze pe anumite coridoare sunt în prezent limitate. Este vorba în special de dispozitive acționate mecanic (transformatoare defazoare, cu raport de transformare variabil, compensatoare serie sau șunt) a căror viteză de reacție este cel mai adesea legată de viteza de reacție a operatorului uman.

Consecința firească a acestei lipse de mijloace este apariția unor "bucle" de putere ce supraîncarcă liniile de transport, determină pierderi suplimentare și ridică probleme de stabilitate.

Aceste probleme (legate de tranzitarea energiei electrice și de stabilitatea sistemului de transport) au cunoscut în ultimii ani o acutizare crescândă datorită mai multor cauze:

- dificultățile foarte mari în obținerea drepturilor de traversare necesare construcției de noi linii de transport;
- ponderea crescândă a schimburilor de energie între regiuni.
- politica Comunității Europeene de a deschide concurenței sectorul de producție al energiei electrice și în această perspectivă, separarea acestui sector de cel de transport. (Liberalizarea producției va face ca producătorii nou apăruți să fie constrânși să-și transporte energia către diverșii consumatori folosind rețelele existente.)

La toți acești factori se adaugă și introducerea masivă a microprocesoarelor în sectoarele industriale, fapt ce îi face pe consumatori din ce în ce mai dependenți de calitatea energiei ce li se livrează.

Este greu de imaginat, în aceste condiții, cum va fi menținută stabilitatea și integritatea sistemului de transport folosind mijloacele de reglaj și control actuale.

Această stare de fapt este principala forță motrice care a dus la apariția și dezvoltarea unei noi clase de dispozitive, reunite sub denumirea generică FACTS (Flexible Alternating Current Transmission Systems). Necesitatea ca aceste dispozitive să reacționeze rapid la schimbările intervenite în rețeaua de transport a impus în mod natural utilizarea pe scară largă în construcția lor a electronicii de putere.

12.2 Obiectivele FACTS

Utilizând resursele oferite de electronica de putere (fiabilitate și viteză mare de răspuns), dispozitivele FACTS oferă următoarele posibilități:

a) un control sporit al fluxurilor de putere activă și reactivă simultan cu direcționarea lor pe anumite coridoare prescrise;
b) mărirea capacității de transport a liniilor existente până în apropierea limitei termice simultan cu extinderea marjei de stabilitate a sistemului;
c) atenuarea până la eliminare a oscilațiilor de putere (care pot antrena avarii sau reducerea capacității de transport a liniei) prin variația rapidă a impedanței aparente a liniei ca răspuns la variațiile transferului de putere din sistem;
d) evitarea avariilor în cascadă prin izolarea rapidă a sectoarelor cu defect (scurtcircuite etc.);
e) pe termen lung, filtrarea armonicilor sau "decuplarea" armonică a diferitelor tronsoane de linie.

Aceste aspecte vor fi abordate ulterior pe larg.

12.3 Funcționarea dispozitivelor FACTS

Pentru a explica funcționarea dispozitivelor FACTS, ele trebuie plasate in contextul în care operează. Acesta este constituit de către grupurile de producție, consumatori și rețelele electrice de transport. Considerând cazul cel mai frecvent (atât pe continentul europeean, cât și în țara noastră), rețelele electrice sunt "electric scurte". Drept consecință, capacitatea lineică și rezistența rețelei pot fi neglijate in raport cu inductivitatea lineică a acesteia.

În aceste condiții, puterea activă tranzitată între două capete A și B (fig 12.1) ale rețelei poate fi aproximată cu ajutorul relației (12.1)

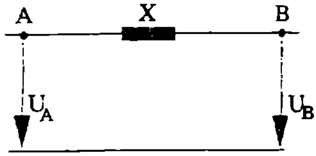


Fig. 12.1 Modelul simplificat al unei rețele electrice scurte.

$$P = 3\frac{U_A \cdot U_B}{X}\sin\alpha \tag{12.1}$$

cu: U_A - valoarea efectivă a tensiunii în punctul A.

U_B - valoarea efectivă a tensiunii în punctul B.

α - unghiul de transport, (defazajul între tensiunile U_A și U_B). Semnul unghiului α determină sensul transferului de putere în rețea.

X - reactanța totală a rețelei.

Putem transfera mai multă putere activă prin:

1) creșterea modulelor tensiunilor U_A și U_B. Acest fapt este dificil de realizat, deoarece prin construcție izolația liniei a fost dimensionată pentru anumite valori nominale ale tensiunii.
2) creșterea valorii unghiului de transport. Așa cum rezultă din relația (12.1), puterea activă tranzitată este maximă pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$. În practică însă, unghiul de transport nu depășește 30-40 de grade. Unghiul α este menținut la valori reduse pentru a se evita problemele de stablitate ale generatoarelor sincrone în cazul deconectării unor consumatori importanți sau apariției unor scurtcircuite. O creștere a unghiului de transport nu se poate face decât în detrimentul marjei de stabilitate.
3) compensarea (parțială) a reactanței liniei. Se realizează cel mai adesea prin introducerea în serie cu conductoarele liniei a unor condensatoare. Aceasta duce la scăderea reactanței liniei și la micșorarea unghiului de transport (pentru aceeași putere activă tranzitată).
4) secționalizarea liniei.

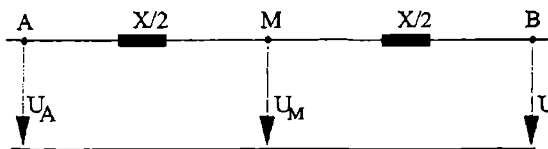


Fig. 12.2 Tensiunile U_A, U_M, U_B au aceeași amplitudine.

Prin introducerea unui punct median M (fig. 12.2), pentru care $X_{AM} = X_{MB} = \frac{X_{AB}}{2}$ și menținând constantă amplitudinea tensiunii în punctele A,M,B, puterea activă tranzitată pe tronsonul AM poate fi aproximată ca fiind:

$$P_{AM} = P_{MB} = 3\frac{U^2}{(X/2)}\sin\frac{\alpha}{2} \qquad (12.2)$$

Se poate observa că în acest cax maximul teoretic al puterii active tranzitate pe linie se dublează. De asemenea, în condițiile în care tranzitul de putere rămâne neschimbat unghiul de transport pe cele două secțiuni ale rețelei (AM și MB) se reduce la jumătate față de valoarea inițială. Crește astfel marja de securitate a sistemului. Teoretic secționalizarea liniei de transport se poate întinde la un număr nelimitat de segmente; în practică însă, trebuie să se țină cont de limita termică a conductoarelor, a cărei depășire poate face linia de transport nerentabilă (pierderi Joule) și de costurile suplimentare determinate de introducerea unor dispozitive care să mențină constantă tensiunea în anumite puncte ale liniei.

Soluțiile prezentate la punctele 3) și 4) sunt cele pe care se bazează cel mai frecvent funcționarea dispozitivelor FACTS. În cele ce urmează, având în vedere numărul mare de dispozitive FACTS propuse și de asemenea numărul redus de dispozitive construite până în prezent, practic toate în situația de unicat, vom prezenta principalele tipuri de dispozitive FACTS și posibilitățile lor de acțiune în rețeaua de transport. Nu vom insista în mod deosebit asupra strategiilor de comandă ale acestor dispozitive, deoarece ele sunt într-o continuă evoluție.

12.4 Diferite tipuri de FACTS

12.4.1 TCSC – Thyristor Controlled Series Capacitor

TCSC este constituit din baterii de condensatoare de valori diverite ce sunt introduse în serie cu linia folosind comutatoare cu tiristoare (fig. 12.3). Se realizează astfel o compensare parțială a reactanței liniei. Condensatoarele au valori diferite pentru a permite ca variația totală a capacitații de compensare să se facă în trepte cât mai mici. Se încearcă astfel a se reduce armonicile care apar în momentul conectării respectiv deconectării unei baterii de condensatoare.

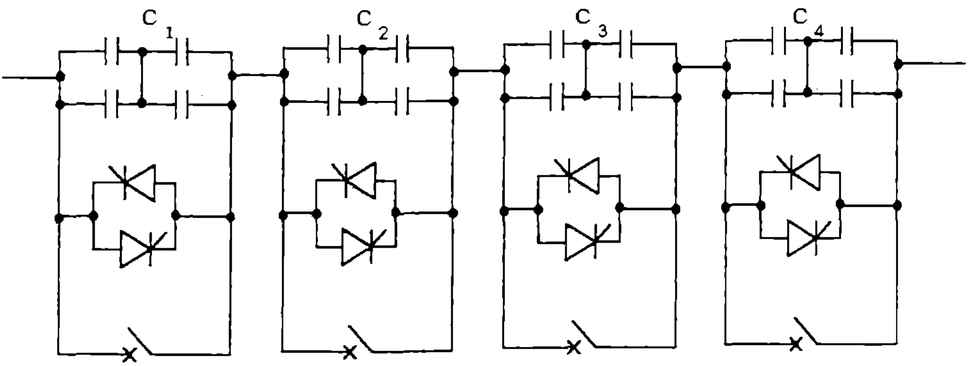


Fig. 12.3 Schema de principiu a TCSC.

Instalații de acest tip funcționează în prezent în SUA.

12.4.2 TCSCR – Thyristor Controlled Series Capacitor & Reactor

TCSCR (cunoscut de asemenea sub denumirea de ASC ,Advanced Series Capacitor) utilizează condensatoare de valoare fixă plasate în paralel cu inductanțe controlate de un variator de curent cu tiristoare (fig. 12.4). Spre deosebire de cazul anterior, reglajul reactanței aparente a liniei se face într-o manieră continuă. Funcționarea TCSCR se bazează pe proprietatea unui circuit rezonant LC paralel de a prezenta la frecvențe superioare frecvenței de rezonanță, o impedanță capacitivă, iar la frecvențe inferioare, o impedanță inductivă.

Sistemul de comandă a TCSCR trebuie să evite cu orice preț funcționarea la rezonanță, deoarece în acest caz impedanța circuitului LC este maximă, fapt ce poate determina supratensiuni importante. Pentru a proteja la supratensiuni de acest tip, în schemă au fost introduse dispozitivele D_1 , D_2, D_3.

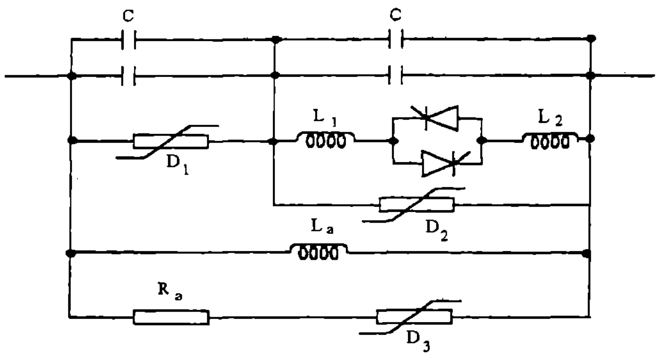


Fig. 12.4 Compensator serie cu circuit antirezonant
(Schema Siemens pentru postul Kayenta -USA).

În fig. 12.4 s-au făcut notațiile:
C - condensatoare;
D_1, D_2, D_3 - dispozitive de protecție la supratensiuni.
L_1, L_2 - inductanțe de reglaj.
L_a - inductanță auxiliară.
R_a - rezistență de amortizare.

TCSCR a cărui schemă de principiu a fost prezentată funcționează în prezent în Arizona (WAPA Kayenta Substation) inserat într-o linie de 300km, 230kV, 300MW. Utilizarea lui a permis creșterea puterii tranzitate de la 300 la 400MW.

12.4.3 SVC – Static Var Compensator

Acest dispozitiv permite absorbția sau după caz generarea de putere reactivă în scopul menținerii constante a amplitudinii tensiunii în rețea. O schemă de principiu a SVC este dată în fig. 12.5. Introducerea respectiv deconectarea condensatoarelor și a inductanțelor se face cu ajutorul comutatoarelor cu tiristoare.

În cadrul fiecărui comutator, tiristoarele sunt grupate în antiparalel pentru a permite circulația în ambele sensuri a curentului. În serie cu bateriile de condensatoare sunt introduse inductanțe pentru a diminua vârful de curent ce apare la conectarea condensatoarelor la rețea.

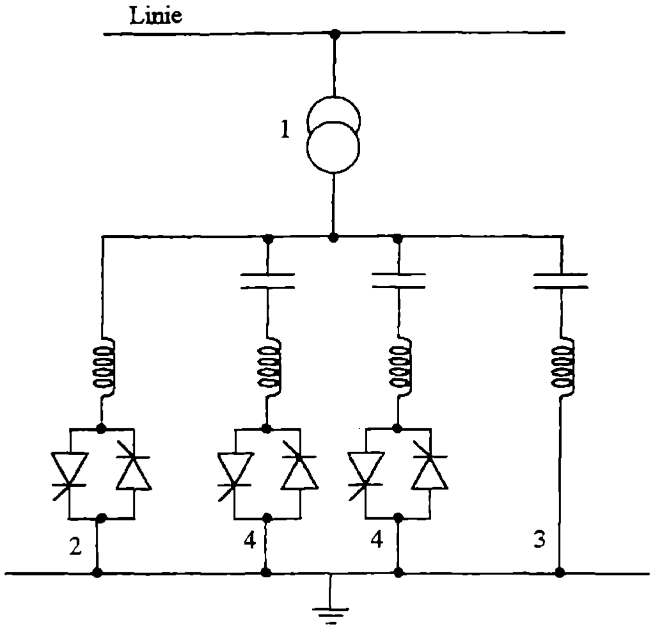


Fig 12.5 Schema de principiu a unui SVC (pe o fază).

Notațiile din fig. 12.5 sunt:
1.- Transformator.
2 - TCR Thyristor Controlled Reactor, permite generarea de putere reactivă.
3 - Filtru pasiv LC
4 - Baterii de condensatoare comutate de către tiristoare.

Blocarea tiristoarelor se face în mod natural odată cu inversarea tensiunii la borne, respectiv cu anularea curentului prin tiristor.

Este important de notat că funcționarea acestui dipozitiv genereează armonici impare în rețea. Acestea sunt în general atenuate prin conectarea în triunghi a inductanțelor din componența TCR și cu ajutorul filtrelor pasive (3).

Principalul dezavantaj al SVC constă în diminuarea energiei reactive schimbate cu rețeaua de transport odată cu diminuarea amplitudinii tensiunii rețelei. Acest fapt face ca SVC să devină practic inoperant atunci când amplitudinea tensiunii rețelei este redusă, adică exact atunci când este mai mare nevoie de el.

12.4.4 ASVC – Advanced Static Var Compensator

Este constituit în principal dintr-un convertor continuu - alternativ și dintr-un element de stocaj al energiei electrice. În versiunea STATCON elementul de stocaj este constituit dintr-un condensator, dar există în studiu variante în care elementul de stocaj este o bobină supraconductoare (versiunea SMES, Super Conducting Magnetic Energy Storage).

ASVC acționează ca un compensator șunt:

– dacă amplitudinea tensiunii la bornele compensatorului este inferioară celei dorite, ASVC injectează in rețea un sistem de curenți defazați cu 90° în urma tensiunilor de fază, comportându-se deci ca o inductanță pură conectată în paralel cu rețeaua.

– invers, dacă amplitudinea tensiunii la bornele compensatorului este superioară celei dorite, ASVC injectează în rețea un sistem de curenți defazați cu 90° înaintea tensiunilor de fază, comportându-se ca o capacitate conectată în paralel cu rețeaua.

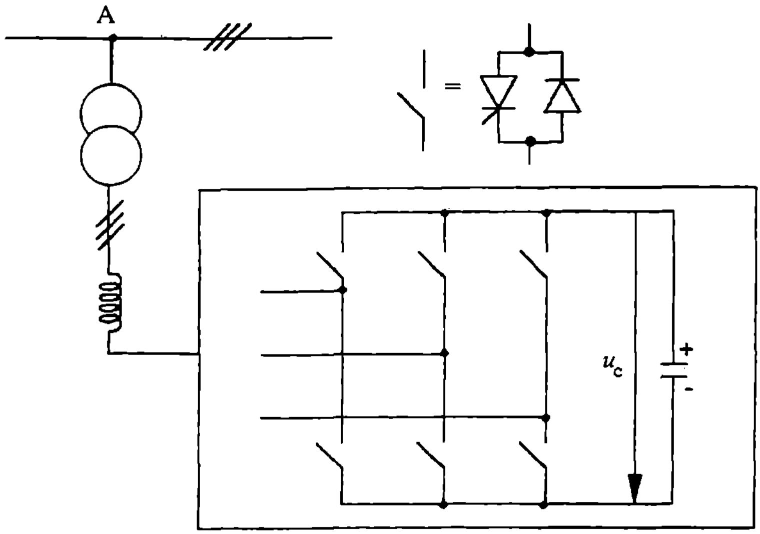


Fig. 12.6 Schema de principiu a unui ASVC.

Principalul avantaj al ASVC față de SVC constă în aceea că amplitudinea sistemului de curenți injectați în rețeaua de transport nu depinde de amplitudinea tensiunii din rețea. În timp ce în cazul SVC, puterea reactivă schimbată cu rețeaua variază cu pătratul tensiunii, în cazul ASVC limitele de reglaj țin practic de valoarea maximă a curentului ce poate fi suportat de către dispozitivele semiconductoare din componența convertorului continuu-alternativ.

Un alt avantaj al ASVC este acela că în condițiile în care există posibilitatea ca energia furnizată de către elementul de stocaj să provină de la niște baterii de acumulatoare, respectiv o bobină supraconductoare, sistemul se poate comporta ca un generator de rezervă.

De asemenea un compensator ASVC poate fi introdus în serie cu linia. În acest caz el va insera o tensiune în quadratură cu curentul ce parcurge linia. După necesități sistemul de tensiuni introduse de către această structură va fi defazat cu 90° înaintea sau în urma sistemului curenților de linie.

Un sistem care combină compensația șunt cu cea serie a fost propus sub denumirea UPFC .

12.4.5 UPFC – Unified Power Flow Controller

Practic, totalitatea acțiunilor care se pot exercita asupra unei rețele electrice se rezumă la injecția-paralel a unui curent și la inserția-serie a unei tensiuni. UPFC-ul realizează simultan aceste două acțiuni.

Schema de principiu a sistemului este prezentată în fig. 12.7. După caz, prima punte permite absorbția sau generarea de putere reactivă. În același timp ea are rolul de a furniza energia necesară funcționării celei de-a două punți.

Prin intermediul transformatorului T, cu raportul de transformare k, se realizează inserția tensiunilor ku în rețea. Stocarea unei cantități de energie tampon în sistem este asigurată de către condensatorul C.

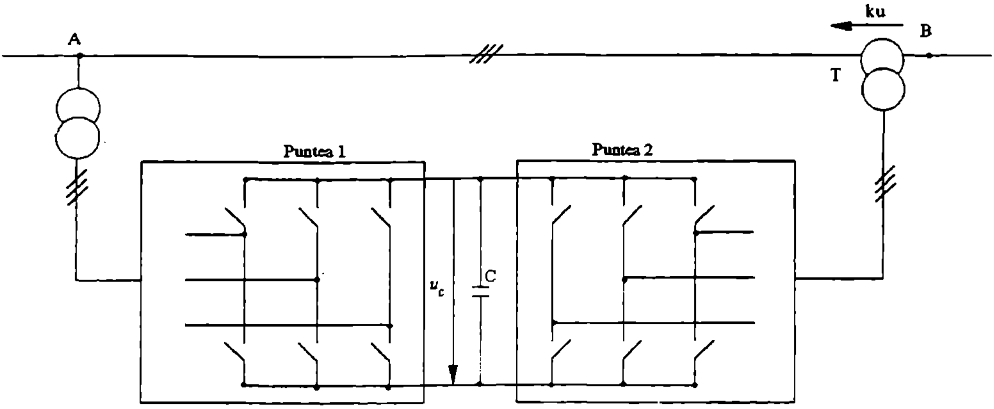


Fig.12.7 Schema de principiu a unui sistem UPFC.

Actualmente se preconizează realizarea întreruptoarelor cu ajutorul GTO și a unor diode în antiparalel. Odată cu progresul dispozitivelor semiconductoare, locul GTO ar putea fi luat de către IGCT, dispozitive care pot fi comandate la frecvențe mai mari decât GTO și nu necesită snubbere pentru protecția la supratensiuni de comutație.

Prin comanda UPFC se asigură egalitatea puterilor active instantanee tranzitate prin punctele A și B.

$$p_A = p_B \qquad (12.3)$$

În acest mod se evită acumulările importante de energie în condensatorul de stocaj, care, în timp, ar putea determina distrugerea acestuia.

12.5 Posibilitățile de acțiune ale unui sistem UPFC

Pentru a descrie posibilitățile de acțiune ale UPFC s-a considerat amplasarea acestuia în mijlocul unei linii de transport de energie care dispune la extremități de două surse de energie infinită (fig.12.8). În amonte de sistem tronsonul de linie este caracterizat de inductanța L_a și rezistența r_a, iar în aval de inductanța L_b și rezistența r_b. Tensiunile de la capetele rețelei se notează cu u_{s1}, u_{s2}, u_{s3}, respectiv u_{r1}, u_{r2}, u_{r3}.

Pentru a simplifica notațiile vom folosi noțiunea de vector reprezentativ, care face să corespundă mărimilor x_1, x_2, x_3, vectorul $\underline{X}$:

$$\underline{X} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(x_1 + a \cdot x_2 + a^2 \cdot x_3\right) \qquad (12.4)$$

unde:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \qquad x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) = 0$$

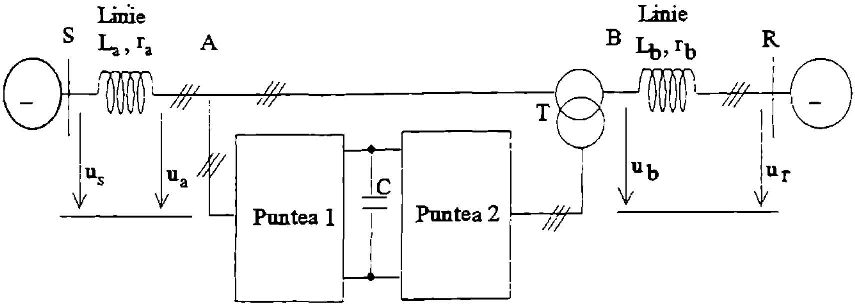


Fig. 12.8 Amplasarea sistemului UPFC.

Acest mod ne permite să reprezentăm sistemul de tensiuni, respectiv curenţi, într-un punct arbitrar al reţelei, chiar dacă aceste sisteme nu sunt sinusoidale (în decursul regimurilor tranzitorii, etc.). Componeneta homopolară a mărimilor considerate este considerată nulă.

Principiul de funcţionare al sistemului UPFC se bazează pe impunerea vectorilor $\underline{U}_a$ şi $\underline{U}_b$ (fig.12.9). Vectorul $\underline{U}_b$ se obţine prin intermediul tensiunii inserate în reţea, $k\underline{u}$. În acest mod se realizează "secţionarea" liniei. Sistemul UPFC se comportă precum două surse infinite de tensiune. Puterea activă şi reactivă este transmisă acum între punctele S şi A, respectiv între B şi R. Impedanţa reţelei între aceste puncte reprezintă jumătate din impedanţa totală a liniei, deci maximul teoretic al puterii active transmise pe linie se dublează în cazul folosirii sistemului UPFC. Singura condiţie pe care distribuţia vectorilor $\underline{U}_a$ şi $\underline{U}_b$ trebuie s-o îndeplinească este (12.3).

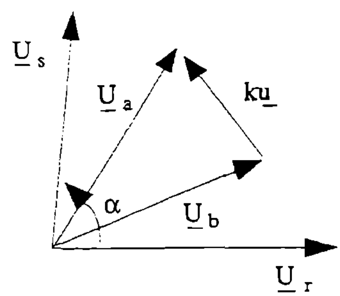


Fig.12.9 Impunerea vectorilor $\underline{U}_a$ şi $\underline{U}_b$.

Constantele de timp ale UPFC sunt sensibil mai mici decât cele ale alternatoarelor de la capetele liniei, ceea ce oferă posibilitatea exercitării unor acţiuni care să prevină, în caz de avarie, destabilizarea generatoarelor. Sensul transferului de energie şi puterea vehiculată de către reţea poate fi stabilită arbitrar, independent de defazajul sau amplitudinea tensiunilor de la capetele liniei. Pentru acelaşi defazaj şi aceleaşi amplitudini ale vectorilor $\underline{U}_s$ şi $\underline{U}_r$ ca în fig. 12.9, fluxul de energie poate fi inversat (fig.12.10).

UPFC-ul funcţionează ca o pompă bidirecţională de energie. Din punctul de vedere al securităţii în funcţionare se poate dovedi avantajos ca vectorii $\underline{U}_s$ şi $\underline{U}_r$ să fie plasaţi coliniar (fig.12.11). Astfel, în absenţa UPFC-ului transferul de energie pe reţeaua de transport este nul. În concluzie, în cazul deconectării intempestive a unor consumatori de la oricare din capetele reţelei, marja de siguranţă este maximă.

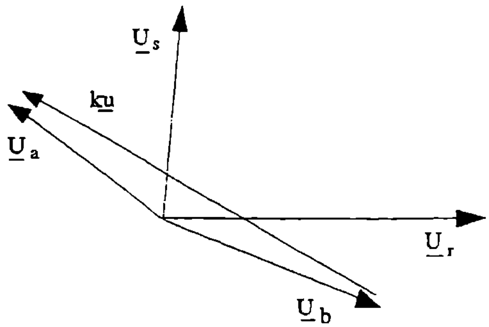


Fig. 12.10 Inversarea sensului de transfer al energiei.

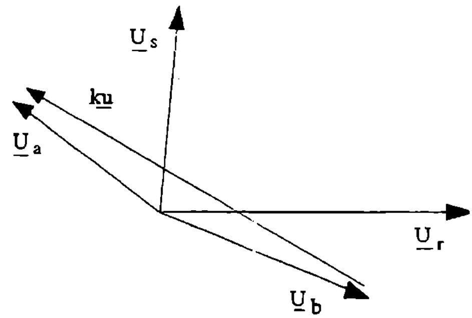


Fig. 12.11 Amplasarea vectorilor $\underline{U}_s$ și $\underline{U}_r$ se poate face arbitrar în cazul utilizării unui UPFC.

Din punct de vedere constructiv este avantajos ca amplitudinea maximă a vectorului $k\underline{u}$ să fie de ordinul amplitudinilor vectorilor $\underline{U}_a$ și $\underline{U}_b$. Aceasta conduce la diminuarea puterii la care se dimensionează dispozitivele semiconductoare ale celor două punți din componența UPFC-ului și în același timp determină pierderi în comutație reduse. Soluția adoptată va realiza un compromis între aceste două deziderate (siguranță în exploatare, dimensionare avantajoasă a UPFC-ului).

De asemenea, dacă tensiunea la bornele condensatorului de stocaj al sistemului permite sintetizarea unor amplitudini ale vectorului $k\underline{u}$ care depășesc valorile însumate ale amplitudinilor vectorilor $\underline{U}_a$ și $\underline{U}_b$, atunci pot fi realizate transferuri de putere între rețele care funcționează la frecvențe diferite (α variabil).

Acest fapt nu constituie numai un avantaj, ci și una din problemele majore ale unei structuri de acest tip. Posibilitatea impunerii unui transfer de energie arbitrar pe rețeaua de transport poate conduce la apariția unor necorelări între puterea mecanică dezvoltată la axul generatoarelor și puterea electrică ce se cere a fi tranzitată. Neconcordanțe între aceste două mărimi pot cauza variația frecvenței tensiunilor generate și probleme de stabilitate ale generatoarelor.

De asemenea, având în vedere diferența dintre viteza de reacție a unei centrale electrice, unde controlul este cel mai adesea terțiar, și viteza de răspuns a unui sistem UPFC (de ordinul zecilor de ms) se evidențiază necesitatea unor bucle suplimentare de reglaj între centrala sursă, UPFC și centrala receptoare. Aceste bucle vor avea rolul de a armoniza vitezele de reacție ale celor două sisteme (centrală și UPFC). Funcționarea lor va necesita stabilirea unor rețele de comunicații suplimentare.

Un alt aspect important al utilizării UPFC este referitor la distribuția armonicilor în rețeaua de transport (fig.12.12). Considerând curenții absorbiți în punctul R ca fiind poluați cu armonici diferite de fundamentală (tensiuni de linie în punctul R nesinusoidale), prin impunerea unor tensiuni sinusoidale în punctul A se evită propagarea reziduului deformant în secțiunea SA a rețelei (atât tensiunile din punctul S cât și cele din punctul A fiind sinusoidale, căderea de tensiune pe rețea va fi sinusoidală, iar curentul prin această secțiune va fi de asemenea sinusoidal).

Se evidențiază astfel o proprietate de filtraj activ care poate fi exercitată de către UPFC. (Se preconizează ca arminicile de decupaj create de către funcționarea UPFC să fie

eliminate prin filtraj pasiv sau cu ajutorul unor filtre pasive controlate de către convertoarele UPFC în scopul evitării rezonanței).

Dacă ambele sisteme de tensiuni (din punctele S și R) sunt nesinusoidale, prin impunerea unor sisteme sinusoidale în punctele A și B curenții armonici din secțiunea SA sunt împiedicați să se propage în secțiunea BR și invers, cei din secțiunea BR nu vor trece în secțiunea SA. Se realizează astfel o decuplare din punct de vedere armonic a celor două tronsoane ale rețelei de transport.

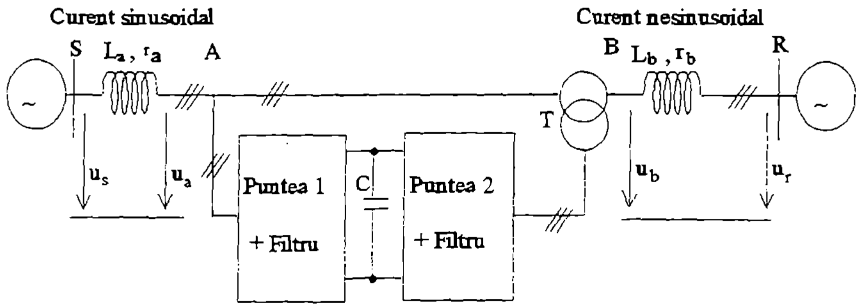


Fig.12.12 Sistem FACTS care permite limitarea propagării armonicilor.

Fixarea fazei și amplitudinii sistemelor de tensiuni din punctele A și B oferă posibilitatea controlului tranzitului de putere activă și reactivă, precum și ai unor parametri ai rețelei de transport (impedanța aparentă).

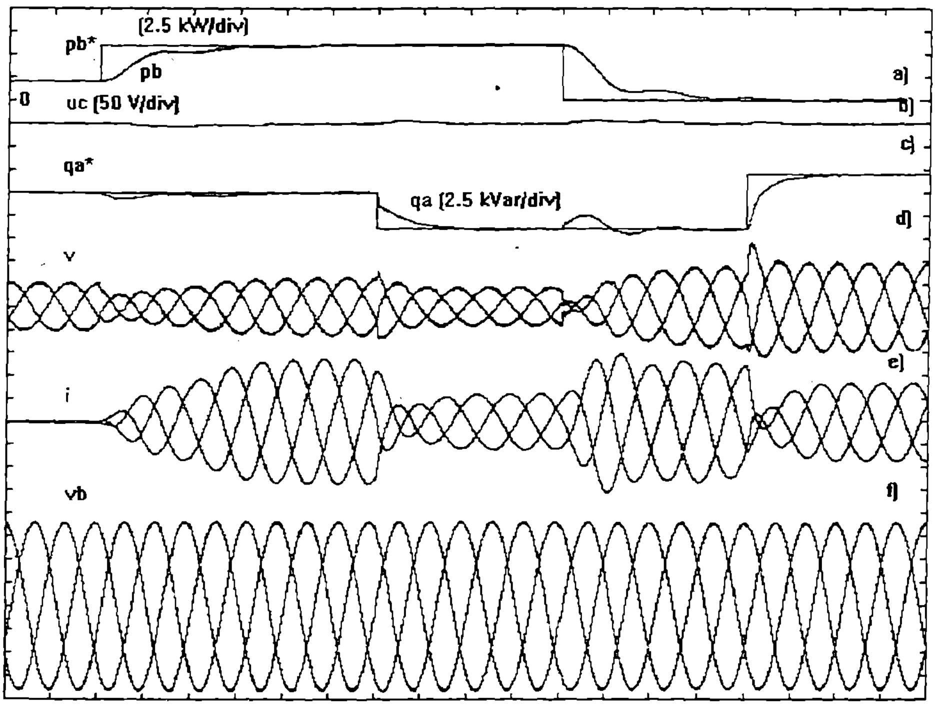


Fig. 12.13 Comportamentul UPFC-ului pentru variații bruște ale referințelor.

De exemplu, în fig. 12.13 sunt prezentate formele de undă ale principalelor mărimi din cadrul unui sistem UPFC care controlează puterea activă instantanee în punctul B, puterea reactivă instantanee în punctul A și menține constantă amplitudinea sistemului de tensiuni din punctul B la o valoare prestabilită. Sunt reprezentate evoluțiile puterii active instantanee (fig. 12.13,a), puterii reactive instantanee (fig. 12.13,c) în cazul unor variații treaptă ale referințelor lor, tensiunea la bornele condensatorului de stocaj (fig. 12.13,b) și formele de undă ale tensiunilor inserate în rețea (fig. 12.13,d), ale curenților absorbiți (fig. 12.13,e) precum și ale sistemului de tensiuni în punctul B (fig. 12.13,f).

În decursul intervalului de timp studiat tensiunea la bornele condensatorului de stocaj (u_c) suferă variații acceptabile. Simulările au fost realizate în vederea construirii unui model la scară redusă (tensiune de linie 220V).